SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

N.º 9-10

ANNO XIV
1942 - XX

L. 5.-

ANNO XIV - NUMERO 9 e 10 • MAGGIO 1942-XX

l'antenna
LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ABBONAMENTI: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. 45 - Semestre L. 24 - ESTERO, rispettivamente L. 80 e L. 45

Direzione e Amministrazione: VIA SENATO, 24 - MILANO - Telef. 72.908 - C. P. E. 225-438 - Conto Corr. Post. 3/24227

MISURATORE UNIVERSALE PROVAVALVOLE SELETTORE

•

VEDUTA INTERNA DEL MONTAGGIO

•

(da notare la razionale disposizione dei vari organi e la precisa esecuzione dei collegamenti)

Vedi descrizione completa nei fascicoli 7 e 8 corrente anno

SOMMARIO

Televisione (*Prof. R. Sartori*) pag. 139 — Modulazione di frequenza (*G. Termini*) pag. 147 — Sul fruscio delle valvole e sul suo contributo al fruscio totale di un radio ricevitore (*D. T.*) pag. 150 — Note per i radio riparatori (*G. Termini*) pag. 154 — Il Laringofono (*Delta*) pag. 157 — Alcune considerazioni sulla propagazione delle radioonde (*G. Marcelli*) pag. 161 — Un misuratore di intensità di campo (*V. Parenti*) pag. 163 — Dell'aereo all'altoparlante (*G. Coppa*) pag. 165 — Brevetti, pag. 168.

TELEVISIONE (XVI)

I PRINCIPI GENERALI DELLA TELEVISIONE

Prof. Rinaldo Sartori

5018 Continuazione vedi N. 7-8.

Carica di un condensatore per effetto di emissione elettrotecnica.

Consideriamo due lastre metalliche A, B piane, parallele, reciprocamente isolate e poste l'una di fronte all'altra in un ambiente chiuso in cui sia mantenuto un vuoto molto spinto (fig. 69). Supponiamo che inizialmente esse siano allo stesso potenziale; ciò che si può ottenere per esempio collegandole direttamente mediante un conduttore metallico, che venga successivamente allontanato.

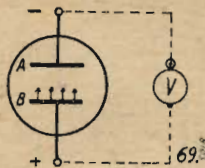



FIG. 69 - *Carica di un condensatore nel vuoto per effetto di emissione elettronica dall'armatura B (catodo). Le frecce indicano la direzione di movimento degli elettroni. A si carica negativamente e B positivamente.*

Supponiamo ora di provocare da una di tali lastre (per esempio B) una emissione di elettroni aventi tutti la stessa energia di V_0 volt e muoventisi in direzione perpendicolare alle facce delle due lastre.

All'istante in cui ha inizio l'emissione di elettroni non esiste alcuna differenza di potenziale tra le due lastre A e B e quindi gli elettroni, lanciati fuori dalla superficie della lastra B, non incontrano alcuna azione ritardatrice e possono continuare il loro movimento fino a raggiungere la lastra A. In conseguenza la lastra B perde elettroni e si carica positivamente, mentre la lastra A acquista elettroni e si carica negativamente. Pertanto il condensatore formato dalle due lastre si carica, per effetto dell'emissione elettronica proveniente da B, come se B fosse collegata al polo positivo ed A al polo negativo di una pila, stabilendosi una differenza di potenziale negativa tra A e B.

Questa differenza di potenziale tende ad ostacolare il movimento degli elettroni, diminuendo la velocità di carica del condensatore; ma non riuscirà ad impedire che essi arrivino effettivamente su A finchè il suo valore numerico rimarrà inferiore al valore numerico V_0 dell'energia di emissione degli elettroni espressa in volt.

Però man mano che procede l'emissione un numero sempre maggiore di elettroni si deposita sulla lastra A, aumentando la carica del condensatore formato dalle due lastre e quindi la differenza di potenziale tra B ed A. Quando tale differenza di potenziale ha raggiunto il valore V_0, nessun elettrone può più giungere fino ad A e quindi il processo di carica si arresta. A partire dall'istante in cui la differenza di potenziale tra B ed A ha

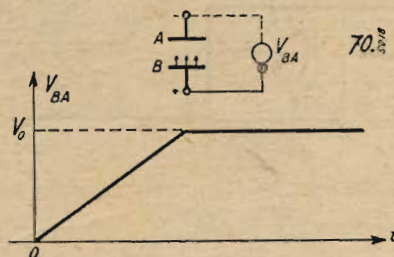



FIG. 70 - *Andamento qualitativo della tensione tra il catodo ed il collettore, quando essi siano nel vuoto e isolati reciprocamente.*

raggiunto il valore V_0 tutti gli elettroni emessi da B ricadono su quest'ultima lastra senza poter raggiungere la lastra A. L'andamento della differenza di potenziale tra B ed A, a partire dall'istante in cui ha inizio l'emissione elettronica da B, è quello illustrato qualitativamente dal grafico della figura 70.

Concludendo: tra due lastre isolate e mantenute nel vuoto, da una delle quali siano emessi

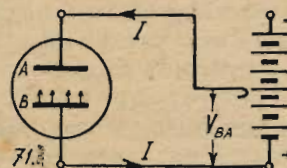



FIG. 71 - *Circuito elettrico chiuso per mezzo di una corrente elettronica. Le frecce indicano la direzione di emissione degli elettroni. La corrente I circola soltanto se la tensione* V_{uA} *è inferiore all'energia di emissione degli elettroni espressa in volt.*

elettroni aventi tutti l'energia di V_0 volt, si stabilisce e si conserva una differenza di potenziale (positiva dal catodo al collettore) di valore uguale a V_0.

Un fenomeno analogo si verifica nel caso in cui le lastre A e B, invece di essere isolate, siano separatamente collegate ai morsetti di un generatore, in modo che si possa far variare a piacimento la tensione applicata tra le lastre stesse (fig. 71). In questo caso, se i collegamenti sono fatti in modo che il potenziale della lastra B sia mantenuto più elevato di quello della lastra A e se, come prima, si provoca emissione di elettroni da B verso A, ammesso che tutti gli elettroni abbiano la stessa energia V_0 e si muovano in senso perpendicolare alle facce delle lastre, si verifica che fino a che la tensione V_{BA} è minore dell'energia V_0 di emissione gli elettroni possono raggiungere la lastra A, chiudendo così il circuito del generatore, nel quale si avrà pertanto una circolazione di corrente. Ma se V_{BA} è uguale o superiore a V_0, nessun elettrone può raggiungere A, il circuito del generatore rimane aperto e quindi in esso non circola alcuna corrente. Corrente costante, indipendente dal valore della tensione e dipendente soltanto dalle caratteristiche della emissione elettronica, si avrà invece se i collegamenti tra le piastre ed il generatore sono invertiti rispetto a quelli rappresentati nella figura 71. Rappresentando la relazione tra la corrente e la tensione V_{BA}, si otterrà un diagramma del tipo di quello della figura 72; in pratica però il diagramma risulta più o meno deformato da altri fenomeni, alcuni dei quali verranno esaminati nei paragrafi seguenti.

FIG. 72 - *Relazione tra la corrente e la tensione nel circuito della figura 70.*

Dispersione delle energie di emissione.

Nella realtà le cose sono un poco più complesse di come sono state esposte al paragrafo precedente, perchè qualunque emissione elettronica non è mai formata di elettroni aventi tutti la stessa energia e la stessa direzione di velocità di emissione. Una corrente nel vuoto dovuta ad emissione elettronica è sempre costituita da elettroni la cui energia può avere praticamente tutti i valori compresi tra zero ed un certo valore massimo e le cui velocità di emissione possono avere tutte le possibili direzioni.

Agli effetti del fenomeno che qui ci interessa, cioè della possibilità o meno che ha un elettrone emesso da un catodo di raggiungere un collettore posto di fronte al catodo, un elettrone il quale parta con velocità non perpendicolare alla superficie del catodo si comporta come un elettrone il quale parta con velocità perpendicolare ma abbia energia convenientemente ridotta. Si pensi infatti a ciò che avviene di un proiettile lanciato verso l'alto. Come si è già detto, esso ha per conto proprio la tendenza a ritornare sulla superficie della Terra, di dove è stato lanciato e verso cui è attirato dall'azione della gravità; esso però si allontana da tale superficie in quanto ha, all'atto del lancio, una velocità diretta verso l'alto associata ad una certa energia (per esempio quella comunicatagli dall'esplosione della carica di lancio). Il proiettile si trova quindi nelle stesse condizioni di un elettrone emesso da un catodo e muoventesi verso un collettore il quale si trovi a potenziale inferiore rispetto al catodo stesso. Ora l'altezza che il proiettile raggiunge nel suo moto ascensionale, prima di iniziare il movimento a ritroso di discesa, dipende dall'energia ricevuta all'atto del lancio (cioè dalla quantità e dalla potenza della carica di lancio), ma anche dalla inclinazione della velocità di partenza (cioè dall'inclinazione della canna dell'arma che ha lanciato il proiettile). A pari energia il proiettile raggiungerà altezze tanto maggiori quanto meno inclinata sarà la velocità di partenza (fig. 73). D'altra parte se un proiet-

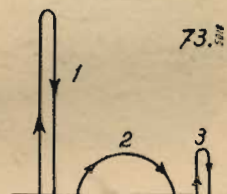



FIG. 73 - *Traiettorie di proiettili lanciati verso l'alto con diverse energie e con diverse inclinazioni. I proiettili 1 e 2 sono lanciati con la stessa energia, ma il primo ha velocità verticale, mentre il secondo ha velocità iniziale inclinata di 30° rispetto alla verticale; in conseguenza il secondo raggiunge un'altezza che è un quarto di quella raggiunta dal primo. Il proiettile 3 ha velocità verticale, ma energia pari ad un quarto di quella dei proiettili 1 e 2; in conseguenza raggiunge un'altezza uguale a quella raggiunta dal proiettile 2.*

tile, lanciato con una certa energia e con una certa velocità inclinata sulla verticale raggiunge una certa altezza h, è sempre possibile determinare l'energia che dovrebbe avere lo stesso proiettile per raggiungere la stessa altezza essendo però lanciata con velocità diretta secondo la verticale. Finchè ci interessano soltanto le altezze a cui giunge il proiettile e non la forma della sua traiettoria, possiamo dire dunque che l'inclinazione della velocità di partenza equivale ad una riduzione dell'energia di lancio tanto maggiore quanto più inclinata è la velocità di partenza.

Le stesse considerazioni valgono per gli elettroni emessi da un catodo. Le traiettorie della figura 73 possono essere infatti iinterpretate come quelle di elettroni lanciati da un catodo piano nel caso in cui la tensione tra il collettore ed il catodo sia tale da ostacolare il movimento degli stessi elettroni verso il collettore. Naturalmente raggiungeranno effettivamente il collettore soltanto que-

gli elettroni che avranno energia sufficiente ad allontanarsi per loro conto dal catodo di una distanza uguale o superiore a quella esistente tra il catodo ed il collettore.

Si può dunque dire che, agli effetti del fenomeno che stiamo esaminando, una differenza tra le energie di emissione equivale ad una differenza tra le inclinazioni delle velocità. Pertanto nel seguito considereremo l'emissione elettronica come composta da elettroni aventi tutti velocità di emissione diretta perpendicolarmente alla superficie del catodo, ma differenti energie di emissione, supponendo di aver ridotto le deviazioni di velocità a variazioni di energia. Tale riduzione si può eseguire osservando che un elettrone il quale abbia energia V_0 e velocità inclinata di un angolo α rispetto alla perpendicolare al catodo (fig. 74) si

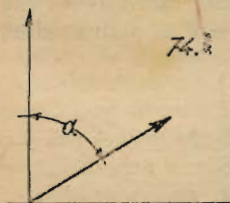
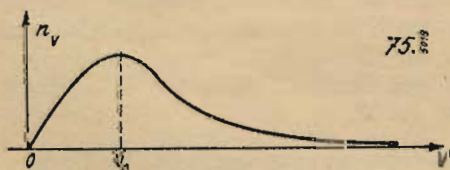



FIG. 74 - *Velocità di emissione diversamente inclinate.*

comporta, nei confronti della distanza dal catodo a cui è capace di giungere, come un elettrone il quale parta con velocità uguale ma diretta perpendicolarmente al catodo, ed energia

$$V_0' = V_0 \cos^2 \alpha$$

Vediamo ora come effettivamente si presenta la dispersione delle energie di emissione e di quali fenomeni essa sia causa. In primo luogo ogni emissione è caratterizzata da un'energia media V_0 ben nettamente definita; la maggior parte degli elettroni emessi hanno energia uguale a V_0. Però, come si è detto ormai più volte, non tutti gli elettroni sono emessi con energia V_0; si può dire che, se fosse possibile esaminare uno per uno gli elettroni emessi, si troverebbero rappresentati nella corrente di emissione tutti i possibili valori di energia, almeno fino ad un massimo, anch'esso ben definito, quando esiste. La grande maggioranza degli elettroni ha però energia prossima a quella media V_0, mentre soltanto pochi, o pochissimi elettroni avranno energia molto diversa da V_0. Precisamente, se si potessero ordinare gli elettroni di emissione secondo il valore della loro energia e si numerassero gli elettroni aventi la stessa energia, tracciando un diagramma che rappresenti il numero di elettroni n_v aventi una data energia V, si otterrebbe la curva della figura 75: nessun elettrone ha energia zero, il numero degli elettroni di energia V va crescendo via via che il valore di V si avvicina a quello dell'energia media V_0 e quindi va di nuovo diminuendo per valori di V maggiori di V_0.

Più interessante dal punto di vista pratico, anche perchè è proprio quella che si può determinare sperimentalmente, è però un'altra relazione: quella che rappresenta, in funzione della energia V, il numero N_v degli elettroni che hanno energia uguale o superiore a V. Tale relazione è rappresentata in figura 76. Se N è il numero degli elettroni emessi complessivamente, per esempio durante un secondo, da un determinato catodo, si ha che tutti gli N elettroni emessi hanno energia uguale o superiore a zero, come si riconosce anche ricordando che non si concepisce alcuna forma di energia che possa assumere valori negativi. Se poi dal gruppo degli elettroni emessi si eliminano tutti gli elettroni la cui energia è inferiore ad un determinato valore V, si trova che il numero N_v degli elettroni che rimangono (ossia quello degli elettroni con energia uguale o superiore a V) è sempre minore di N, però molto poco minore di N finchè V è inferiore o poco superiore all'energia media V_0, perchè la massima parte degli elettroni ha energia prossima a V_0; per valori di V superiori a V_0 il numero N_v diminuisce sempre più rapidamente quanto più V si allontana da V_0.

Sulla base della legge di dispersione dell'energia di emissione si possono poi distinguere due diversi tipi di emissione elettronica: in certi casi non si trova nella corrente di emissione alcun elettrone con energia superiore ad un limite ben definito, mentre in altri casi si ritrovano nella corrente di emissione anche elettroni (per quanto in numero estremamente esiguo) aventi energia grandissima. Dato però che oltre a un certo valore dell'energia gli elettroni con energia superiore sono in numero estremamente esiguo, praticamente trascurabile di fronte al numero totale degli elettroni emessi, i fenomeni corrispondenti ai due tipi di emissione non risultano sostanzialmente differenti.

FIG. 75 - *Distribuzione delle energie in una corrente di emissione elettronica.* n_v *è il numero di elettroni aventi energia* V. V_0 *è l'energia media della corrente di emissione.*

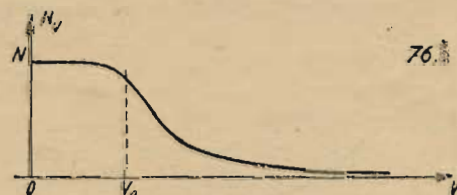



FIG. 76 - *Distribuzione delle energie in una corrente di emissione elettronica.* N_v *è il numero di elettroni aventi energia uguale o superiore a* V.

Vedremo nei paragrafi seguenti come si modificano le leggi ed i fenomeni prima studiati per effetto della dispersione delle energie di emissione e studieremo anche altri fenomeni, che prima non sono stati esaminati ma che hanno notevole interesse dal punto di visto del funzionamento dei tubi di ripresa per televisione. Ricordiamo qui per finire che le leggi ora esposte con riferimento alla sola energia sono comprensive anche di quelle che riguardano la dispersione delle velocità di emissione; perciò quando si parla di elettroni con energia V si intende di riferirsi tanto ad elettroni aventi effettivamente energia di emissione uguale a V e velocità di emissione perpendicolare alla superficie del catodo, quanto ad elettroni aventi energia superiore ma velocità inclinata rispetto alla perpendicolare al catodo.

5019 (XVIII)

Effetti della dispersione di energia

Prendiamo ancora in esame il caso di un condensatore piano, mantenuto nel vuoto, da un'armatura del quale sia provocata un'emissione di elettroni. Colleghiamo poi le due armature ad un generatore di tensione regolabile, in modo che il collettore sia connesso con il polo negativo ed il

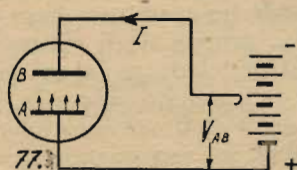



FIG. 77 - *Condensatore nel vuoto con un'armatura emittente elettroni e tensione positiva tra catodo e collettore.* A = *catodo.*

catodo con il polo positivo del generatore (fig. 77). Abbiamo già visto che in queste condizioni, se gli elettroni hanno tutti la stessa energia V_0; nel circuito del generatore si verifica la circolazione di una corrente soltanto nel caso in cui la tensione tra catodo e collettore sia inferiore a V_0; con tensione uguale o superiore non si ha più alcuna circolazione di corrente.

Ora però siamo in grado di precisare meglio il fenomeno, mostrando che questa prima descrizione non era che un'approssimazione di quanto si verifica nella realtà. Quando la tensione tra catodo e collettore ha un valore V qualsiasi, per quanto si è venuto dicendo fin qui, potranno raggiungere il collettore soltanto gli elettroni che hanno energia superiore a V, mentre quelli aventi energia inferiore saranno rinviati verso il catodo. In conseguenza, fissata la tensione V tra il catodo ed il collettore il numero degli elettroni che raggiungono effettivamente il collettore si ricava il diagramma della figura 76. Questi elettroni ritornano poi al catodo attraverso il circuito esterno, comprendente il generatore, determinandovi la corrente di cui si è parlato. L'intensità di questa corrente è proporzionale al numero n_v di elettroni che hanno potuto raggiungere il collettore in ogni unità di tempo. Pertanto la curva della figura 76 fornisce anche i valori della corrente che circola nel circuito della figura 77, quando a V si diano valori

FIG. 78 - *Relazione tra la corrente e la tensione nel circuito della figura 76.*

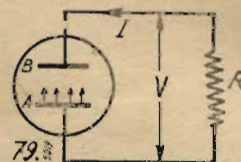



FIG. 79 - *Condensatore nel vuoto con un'armatura emittente elettroni ed un resistore collegato tra il catodo* A *ed il collettore* B.

crescenti. Dunque la caratteristica corrente-tensione del circuito in esame, invece dell'andamento semplicistico rappresentato in figura 72, avrà l'andamento rappresentato in figura 78. Si constata in particolare che, per quanto elevata sia la tensione tra catodo e collettore, si misurerà sempre nel circuito una sia pur piccola corrente Naturalmente in pratica oltre un certo limite questa corrente diventerà così piccola da non poter essere più rivelata con gli strumenti che sono a nostra disposizione; sembrerà cioè che oltre un certo limite la corrente diventi zero, ma ciò dipende dal fatto che i nostri strumenti non hanno sensibilità sufficiente a rivelare correnti estremamente piccole e non dal fatto che la corrente sia effettivamente e realmente zero.

Anche l'andamento illustrato nella figura 78 non è però quello che si verifica nella realtà, perchè gli elttroni che si trovano diffusi tra catodo e collettore, mentre si spostano dall'uno all'altro elettrodo, esercitano un'azione ritardatrice su quelli che li seguono. Ma di questa azione, che è di estrema importanza nelle valvole elettroniche, dove le correnti sono relativamente intense, non terremo conto in questo studio, perchè essa rappresenta un effetto del tutto secondario nel caso dei tubi per televisione, in cui le correnti sono piuttosto deboli.

Dall'esperienza rappresentata in figura 77 si passa facilmente all'esame dell'esperienza rappresentata in figura 79. Nel circuito esterno troviamo in questo caso, in luogo di un generatore di tensione, un resistore R. Questo resistore è per-

corso da corrente soltanto se tra le armature del condensatore si verifica un passaggio di elettroni; tale corrente sarà diretta in senso contrario al movimento degli elettroni, cioè, se A è il catodo e B il collettore , da A a B attraverso R. In conseguenza, quando R è percorso da una corrente I, si stabilisce tra A e B una differenza di potenziale di valore $V=RI$ e di senso tale che A risulti a potenziale più elevato di B.

Quale sarà il valore di questa corrente?

Per determinarlo potremo servirci della caratteristica rappresentata in figura 78, che riportiamo in figura 80 insieme alla retta che rappresenta la relazione tra la tensione V ai capi di R e la corrente I. Evidentemente il sistema sarà in equilibrio quando la stessa corrente I circola nel resistore e passa dal collettore al catodo per effetto degli elettroni emessi dal secondo e raccolti dal primo. In queste condizioni la tensione $V=RI$ ai capi del resistore, essendo applicata anche tra il catodo ed il collettore deve essere proprio quella per cui la corrente elettronica, dovuta agli elettroni di energia superiore a V, è uguale ad I. Perciò la condizione di equilibrio del sistema è rappresentata da una coppia di valori di$V$ ed I i quali, considerati come tensione su R e corrente in R, devono essere rappresentati da un punto della retta $V=RI$ e, considerati come tensione tra catodo e collettore e corrente elettronica, devono essere rappresentati da un punto della caratteristica tensione-corrente del sistema catodo-collettore. Ora un punto che sia sulla detta retta ed insieme sulla detta caratteristica, è soltanto il punto d'incontro tra la retta e la caratteristica, cioè il punto$P$ della

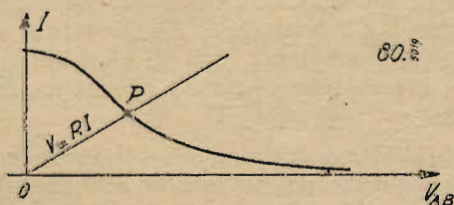



FIG. 80 - *Determinazione della corrente nel circuito della figura 78.*

figura 80. Quindi, nota la caratteristica tensione-corrente del sistema emittente e tracciata la caratteristica $V=RI$ del resistore, le condizioni di equilibrio del sistema sono rappresentate dal punto d'incontro tra la retta e la caratteristica, il quale individua i valori di V e di I che si misurano effettivamente nel circuito in esame.

Si può ora vedere il caso in cui il collettore ed il catodo siano lasciati isolati. Si potrebbe pensare che in queste condizioni la carica del condensatore da essi formato dovesse continuare indefinitamente; man mano che gli elettroni raggiungono il collettore, questo acquista infatti una carica negativa via via crescente. Con essa cresce la tensione tra catodo e collettore, che si oppone all'arrivo di nuovi elettroni; però in grazia della dispersione dell'energia, per quanto possa essere elevata la tensione tra catodo e collettore, si troverà sempre qualche elettrone di energia superiore, il quale potrà raggiungere il collettore aumentandone ulteriormente la carica.

Si deve però osservare che la velocità con cui cresce la carica del collettore è tanto più grande quanto più elevato è il numero di elettroni che possono raggiungerlo e questo numero è tanto più basso, quanto più elevata è la tensione tra catodo e collettore, ossia quanto maggiore è la carica negativa su quest'ultimo. Pertanto il processo di carica si svolgerà dapprima rapidamente e poi sempre più lentamente, fino ad un punto in cui le variazioni saranno così piccole da poter dire che praticamente la carica resta costante. Tale processo

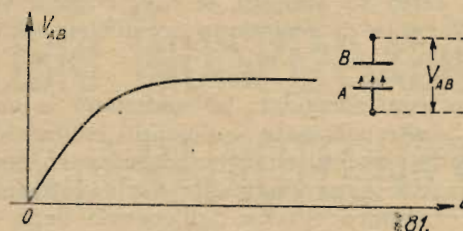



FIG. 81 - *Andamento della tensione tra collettore e catodo, quando essi siano isolati e si tenga conto della dispersione di energia degli elettroni.*

è rappresentato dal grafico di figura 81, in cui è indicata la legge di variazione della tensione tra catodo e collettore al passare del tempo ed a partire dall'istante in cui ha inizio l'emissione di elettroni dal catodo.

Il valore finale della tensione di carica è poi anche fissato dal fatto che l'isolante tra catodo e collettore ha sempre una resistenza finita, anche se molto grande. Per cui le condizioni reali sono ancora quelle della figura 80 con R molto elevato.

Emissione secondaria.

Tra i vari metodi di ottenere un'emissione di elettroni da un catodo ci interessa ora quello che dà luogo al così detto fenomeno di emissione secondaria.

Quando un getto di elettroni colpisce la superficie di un qualsiasi corpo, si verifica la fuoruscita da essa di un numero di altri elettroni diverso a seconda delle condizioni dell'esperienza. Gli elettroni incidenti si chiamano *elettroni primari*, quelli che vengono emessi in seguito al bombardamento si chiamano *elettroni secondari*. Si chiama *coefficiente di emissione secondaria* il rapporto tra il numero totale di elettroni che abbandonano in un dato tempo la superficie colpita ed il numero di elettroni primari che raggiungono la superficie nello stesso tempo; esso coincide evidentemente con il numero di elettroni che abbandonano la superficie per ogni elettrone incidente. Il valore di questo coefficiente dipende principalmente dalla natura della superficie emittente, dalla tensione di questa rispetto al catodo da cui provengono gli elettroni primari, cioè dall'energia degli elettroni primari, e dall'angolo di incidenza di questi ultimi.

Nel caso in cui gli elettroni primari cadono normalmente sulla superficie emittente elettroni secondari con un'energia di 250 volt si hanno ad esempio i seguenti valori del coefficiente di emissione secondaria:

nichel	1,2
molibdeno	1,2
rame	1,1
nichel ricoperto di carbone	0,34

Nei tubi per televisione con fascio ad alta velocità formato da elettroni aventi energia dell'ordine del migliaio di volt e con superficie emittente costituita da cesio su argento, si raggiungono valori del coefficiente di emissione secondaria di 6 ed anche 11.

Gli elettroni secondari abbandonano la superficie emittente con tutte le possibili inclinazioni e con tutte le possibili energie. Si può però sempre affermare che l'energia media degli elettroni secondari è sempre minore dell'energia degli elettroni primari, e tanto minore quanto più elevato è il coefficiente di emissione secondaria. Ciò perchè l'energia trasportata da un elettrone primario verrà in parte spesa a compiere il lavoro necessario ad estrarre gli elettroni secondari dal corpo che li racchiude ed in parte si troverà distribuita tra gli elettroni secondari stessi. Ora è evidente che per provocare la fuoruscita di dieci elettroni secondari occorre un lavoro doppio di quello necessario a provocare la fuoruscita di cinque elettroni secondari; quando gli elettroni secondari emessi per ogni elettrone primario sono dieci rimane quindi disponibile, per essere distribuita tra gli stessi elettroni secondari minore energia di quella che resterebbe disponibile se gli elettroni secondari emessi per ogni elettrone primario fossero cinque; questa energia viene poi suddivisa tra dieci elettroni anzichè tra cinque. Quindi si può concludere che l'energia media degli elettroni secondari, a pari energia degli elettroni primari, diminuisce circa in ragione inversa al coefficiente di emissione secondaria.

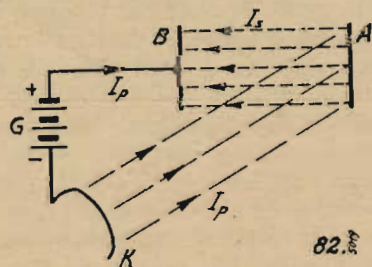



FIG. 82 - *Circuito misto con emissione secondaria. K = catodo da cui partono gli elettroni primari; A = elettrodo emittente elettroni secondari; B = collettore degli elettroni secondari.*

Se di contro alla superficie emittente elettroni secondari (catodo ad emissione secondaria) è disposto un collettore, si verificherà tra l'uno e l'altro un passaggio di elettroni regolato dalle stesse leggi generali che sono state esposte nei paragrafi precedenti. In questo caso però i fenomeni appaiono più complessi per il fatto che non è più soltanto li collettore a raccogliere una corrente elettronica; infatti anche il catodo raccoglie una corrente: quella trasportata dagli elettroni primari. Ci limiteremo per ora ad esaminare il caso in cui gli elettroni primari abbiano alta velocità (ossia alta energia), che è quello in cui il coefficiente di emissione secondaria risulta maggiore di uno.

Carica di un condensatore per effetto di emissione di elettroni secondari provocata da elettroni primari ad alta velocità.

Si consideri il sistema della figura 82: da un catodo K viene provocata una forte emissione di elettroni, che vengono successivamente concentrati, fortemente accelerati e sospinti contro un elettrodo A. Sulla superficie di questo si genera un'emissione secondaria, la quale viene poi raccolta da un collettore B. Gli elettroni che raggiungono B sono poi riportati al catodo attraverso un collegamento comprendente un generatore di tensione G. Siamo dunque in presenza di un circuito misto, formato in parte da conduttori ed in parte da correnti nel vuoto; in tale circuito circola una corrente nel senso $KGBAK$.

Supponiamo di avere dapprima l'elettrodo A allo stesso potenziale del catodo; mentre il potenziale dell'elettrodo B è mantenuto costante dal generatore e di qualche volt superiore a quello del catodo. Prima che inizi l'emissione la stessa tensione di qualche volt esiste quindi anche tra il collettore B e l'elettrodo A. Ne deriva che, quando ha inizio l'emissione, tutti gli elettroni (od almeno la grande maggioranza) emessi da A raggiungeranno il collettore B.

Poichè abbiamo supposto che il fascio emesso da K sia costituito da elettroni ad alta velocità, gli elettroni che abbandonano A saranno in numero maggiore di quelli che vi pervengono (coefficiente di emissione secondaria maggiore di uno). In conseguenza l'elettrodo A, perdendo elettroni (cariche negative) più di quanti ne riceve, assume una carica positiva, che va gradatamente crescendo

Con la carica positiva cresce anche il potenziale di A rispetto al catodo e quindi diminuisce la differenza di potenziale tra B ed A (fig. 83). Con-

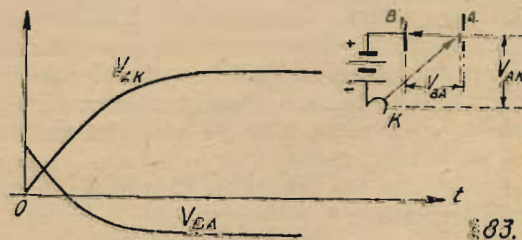



FIG. 83 - *Andamento nel tempo della tensione tra gli elettrodi del circuito della figura 81.*

tinuando il processo, si raggiunge una condizione in cui la differenza di potenziale tra B ed A si annulla e successivamente si inverte, nel senso che A si viene a trovare ad un potenziale superiore a quello di B. A partire da questo momento gli elettroni emessi da A non sono più sospinti verso B, ma trovano un'azione che ostacola il loro movimento da A a B; pertanto alcuni di essi, e

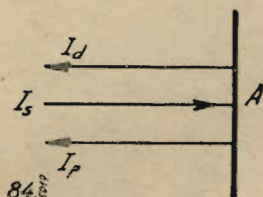



FIG. 84 - *Correnti sulla superficie dell'elettrodo* A *della figura* 81.

precisamente quelli emessi con bassa energia o con forte inclinazione, verranno rimandati su A. Diminuisce quindi il numero di elettroni che raggiungono B, ossia il numero di elettroni che abbandonano effettivamente A. Con questo però non si arresta il processo di carica dell'elettrodo A; soltanto, poichè alcuni elettroni secondari ritornano indietro, diminuisce la velocità con cui cresce la carica di detto elettrodo.

Man mano che il potenziale di A cresce, cresce la tensione da A a B che si oppone al movimento degli elettroni e quindi diminuisce il numero degli elettroni che abbandonano effettivamente A per ogni elettrone primario vengono emessi dieci cui il numero di questi elettroni sarà esattamente uguale al numero degli elettroni primari che arrivano su A. In questo momento se, per esempio, per ogni elettroni primario vengono emessi dieci elettroni secondari, uno solo di questi raggiunge B mentre gli altri nove tornano su A. Quindi in sostanza tanti sono gli elettroni che arrivano su A tanti quelli che ne partono definitivamente; la carica di A non varia più; si è raggiunta una condizione di equilibrio in cui la corrente che percorre il tratto KGB è uguale a quella convogliata dal fascio degli elettroni primari.

In sostanza sull'elettrodo A troviamo tre correnti:

quella convogliata dagli elettrodi primari, la cui intensità indicheremo con I_p,

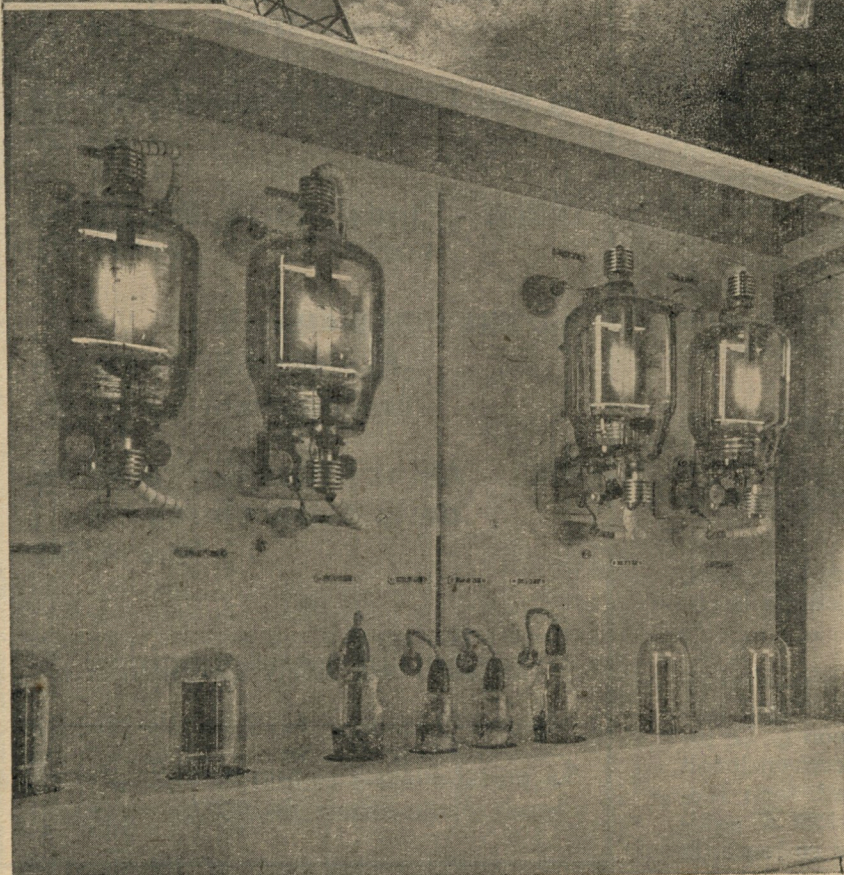
quella convogliata dagli elettroni secondari, diretta in senso contrario alla precedente e la cui intensità indicheremo con I_s,

quella convogliata dagli elettroni secondari rimandati indietro, diretta come la corrente primaria e la cui intensità indicheremo con I_d. Le tre correnti, con le rispettive direzioni convenzionali contrarie al movimento degli elettroni, sono rappresentate in figura 84. Nelle condizioni di equilibrio, quando la carica di A rimane costante, la totale corrente che arriva è uguale alla totale corrente che ne parte, cioè si ha:

$$I_p + I_d = I_s \qquad \text{ossia} \qquad I_p = I_s - I_d$$

La tensione dell'elettrodo A rispetto all'elttrodo B è poi quella che si ricava dal diagramma della figura 78 in corrispondenza del valore I_p della corrente; cioè è uguale alla differenza di potenziale tra A e B che consente il passaggio tra questi due elettrodi di una corrente di intensità uguale a quella convogliata dagli elettroni primari.

(continua)

Pubblicità · Magneti Marelli ·
FIVRE
FIVRE
8C200
8C200 FIVRE ITALIA
FIVRE
La valvola italianissima che ha affrancato il paese dalla soggezione industriale straniera.
FIVRE

MODULAZIONE DI FREQUENZA

NOTE SPERIMENTALI SUL FUNZIONAMENTO DEL LIMITATORE

2428/15 *Cont. e fine (vedi numero preced.)*

G. Termini

Per valutare l'azione introdotta dal limitatore sull'emissione parassitaria è interessante procedere alla determinazione del valore minimo della corrente di griglia del limitatore, che è necessario raggiungere, per ottenere una effettiva riduzione dei disturbi parassitari.

A tale scopo le verifiche relative si possono facilmente condurre disponendo di un'emissione parassitaria, quale può aversi ad esempio da un motore elettrico. E' importante osservare che, per la corretta interpretazione dei fenomeni, l'esame avrà luogo predisponendo gli accorgimenti necessari ad evitare la presenza di altre perturbaizoni esterne. All'atto pratico ciò si ottiene riducendo al minimo la sensibilità del ricevitore, e cioè limitando notevolmente le dimensioni dell'antenna.

La verifica in parola è stata eseguita su di una frequenza di accordo del ricevitore di 45 MHz., esaminando una serie di misure di livello (*db*), all'uscita dei circuiti di bassa frequenza .

Si è giunti così alle seguenti conclusioni:

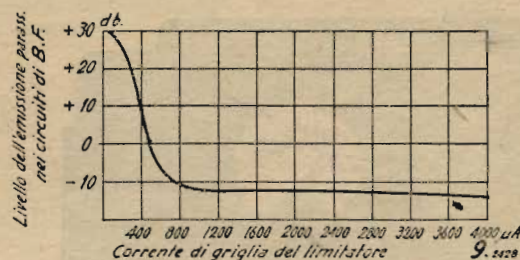
1) Eliminata, l'emissione parassitaria, la misura di livello dava una lettura compresa fra 16 e 20 db. La ragione di ciò va ricercata nella notevole amplificazione ottenuta negli stadi di alta e media frequenza, e quindi all'estrema sensibilità del ricevitore alle irregolarità del movimento elettronico nel tubo e nei circuiti di accordo dello stadio di preselezione. Si può concludere perciò che, in assenza di un'emissione esterna, il livello dei disturbi (rumore di fondo) è necessariamente notevole. Una tale ammissione può giustificarsi considerando l'intensità della corrente di griglia del limitatore, per cui in assenza di segnale non si verificano le condizioni necessarie al funzionamento dello stadio.

2) Accompagnando l'emissione parassitaria all'onda portante di un generatore predisposto alle massime condizioni possibili di attenuazione, si sono ottenuti i seguenti dati:

a) intensità di corrente nel circuito di griglia del limitatore, circa 100 m. A.;

b) misura di livello, 30 db.

Notisi che nella misura di livello sono presenti il rumore di fondo e i disturbi introdotti dall'emissione parassitaria.

3) Aumentando il segnale di uscita del generatore,

fino ad ottenere una corrente nel circuito di griglia del limitatore di 400 m. A., la resa dei disturbi si riduceva a 22 db.

Ciò può esprimersi graficamente con la caratteristica riportata nella fig. 9, indicando sulle ordinate le misure di livello eseguite e sulle ascisse la corrente di griglia del limitatore. Si deduce di conseguenza che la riduzione dei disturbi avviene in misura praticamente sufficiente, quando l'ampiezza della tensione del segnale è di valore tale da condurre la corrente di griglia del limitatore ad un valore di circa 1600 μ. A. In tal caso la misura di dimi-

nuzione dei disturbi è di 42 db.

E' da notare che procedendo a successivi aumenti nell'ampiezza della tensione di antenna, non si ottiene una corrispondente diminuzione di livello dei disturbi. In altri termini, a partire da un valore di corrente di griglia di circa 2000 μ. A., la caratteristica assume un andamento pressochè costante .Ciò è dovuto alle agitazioni termiche e ai rumori di fondo che intervengono nei circuiti di bassa frequenza, mancando i quali il rapporto segnale/rumore verrebbe indubbiamente a mantenere la legge di dipendenza precedentemente ammessa in relazione all'ampiezza del segnale di antenna.

Tutti i problemi pratici che si possono presentare conducono inevitabilmente alla *determinazione delle caratteristiche tipiche d'impiego* e quindi al dimensionamento degli elementi del circuito e delle condizioni di alimentazione del tubo per ottenere il mglior rapporto segnale/disturbo.

Limitando l'esame al tubo *6SJ7*, abbiamo considerato il comportamento dello stadio in relazione a mutamenti successivi nel valore della resistenza del circuito di griglia, apportando convenienti variazioni nelle tensioni anodica e di griglia schermo.

Le verifiche sperimentali concludono in proposito che non si modifica soltanto il rapporto segnale/disturbo, ma anche il valore della tensione di resa del rivelatore.

Le operazioni sono state condotte su una frequenza di 44 M H2. Il procedimento adottato è il seguente:

1) si è predisposto il generatore di segnali escludendo la modulazione;

2) si è ancora ricorso ad un'emissione parassitaria ausiliaria mediante un motore elettrico, osservando gli accorgimenti necessari per evitare la presenza di emissioni esterne;

3) si sono modificati i valori delle tensioni di alimentazione di placca e di griglia schermo e la resistenza inserita nel circuito di griglia controllo;

4) si è effettuata una misura di livello dei disturbi presentati all'uscita dei circuiti di bassa frequenza.

Con tale procedimento si è potuto valutare con sufficiente esattezza l'azione di annullamento dei disturbi. La determinazione del rapporto segnale/rumore, richiede di effettuare la modulazione di frequenza del segnale di uscita del generatore. La misura dello scarto di frequenza fu limitata a 50 kHz.; a tale valore si è verificato sperimentalmente, il valore della tensione di resa del rivelatore.

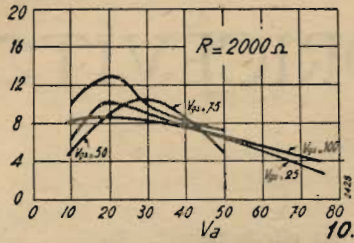
E' notevole ricordare il carattere comparativo del rapporto segnale/rumore; ciò significa che le misure necessarie dovranno condursi separatamente con i procedimenti noti, i quali sono di facile attuazione predisponendo di un'emissione parassitaria ausiliaria.

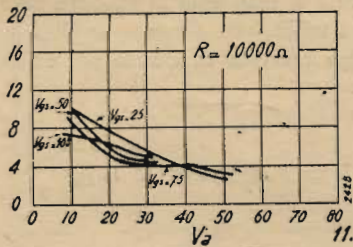
Le misure furono condotte limitando a 22 db. il livello di resa dei disturbi all'uscita dei circuiti di bassa frequenza, con il ricevitore dissintonizzato rispetto alla frequenza del segnale di uscita del generatore.

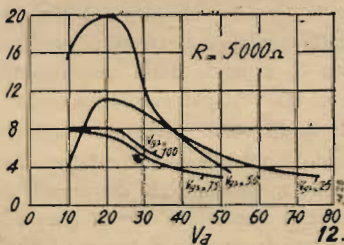
La resa del generatore fu determinata in modo da ottenere una corrente di griglia nel limitatore di 0,5 m.A., applicando alla placca e alla griglia schermo del tubo una tensione, rispettivamente, di 25 e 75 Volt, e dando alla resistenza di griglia un valore di 10.000 Ω. I risultati ottenuti sono graficamente riportati negli schemi delle figure 10, 11, 12 e 13, nei quali la tensione anodica rappre-

senta la variabilità indipendente e i due parametri esprimono rispettivamente la tensione di schermo e la resistenza di griglia del tubo.

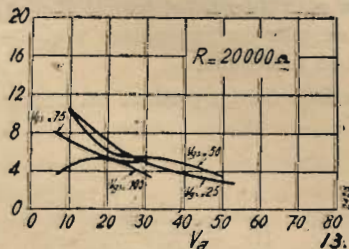
Si deduce agevolmente che il miglior valore del rap-

10.

porto segnale/disturbo è ottenuto applicando alla placca e alla griglia schermo tensioni di alimentazione rispettivamente di 20 e di 50 Volt e disponendo inoltre di una resistenza di griglia di 5000 Ω.

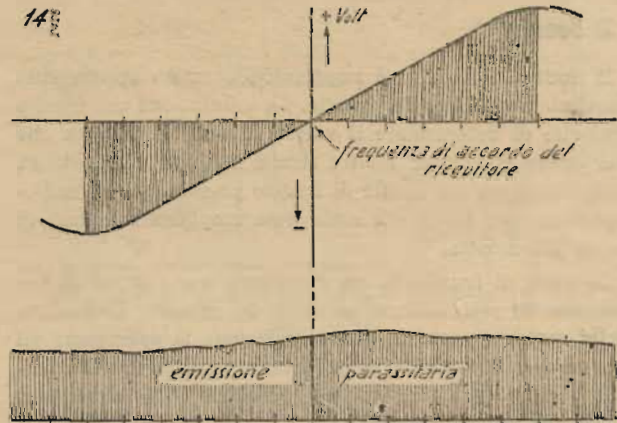
11.

Ora se si effettua successivamente una variazione di resa del generatore fino ad ottenere una corrente di griglia nel limitatore di 1 m. A. si conclude che le migliori condizioni di funzionamento si possono ottenere dando

12.

alla placca e alla griglia schermo tensioni rispettivamente di 30 e di 75 Volt circa.

Senza nuocere alle esigenze dell'argomento trattato, è anche utile osservare il comportamento del rivelatore di

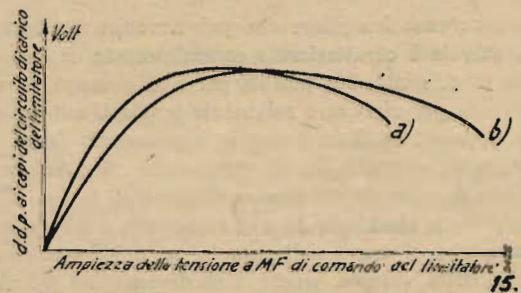
13.

frequenza (discriminatore-rivelatore) in relazione all'emissione parassitaria. Come si vede nella rappresentazione grafica della fig. 14 la resa relativa è nulla quando il ricevitore è esattamente accordato sulla frequenza dell'onda di trasmissione. Ciò spiega il fatto che l'instabilità della frequenza base di trasmissione è sempre accompagnata da un aumento nel livello dei disturbi. Si conclude che la resa dell'emissione parassitaria, e quindi il rapporto segnale/disturbo è anche in relazione alle condizioni di accordo dei circuiti di comando e di carico del limitatore, per cui l'allineamento relativo dovrà essere condotto con la massima accuratezza.

Infine riguardo al comportamento del limitatore è utile osservare l'andamento della curva ottenuta esprimendo i parametri in funzione all'ampiezza della tensione applicata alla griglia di comando del tubo e alla differenza di potenziale alternativa esistente ai capi del carico (fig. 15).

14.

Il ritorno della curva sull'asse delle ascisse è evidentemente dovuto all'aumento della corrente di griglia, prodotto dalla notevole ampiezza della tensione applicata.

Le condizioni migliori di funzionamento si otterranno conducendo l'azione del tubo nella regione di saturazione.

Nel caso particolare che la tensione di comando raggiunga una notevole ampiezza si può modificare il valore

15.

della regione di saturazione, apportando un mutamento nel valore della resistenza di griglia del tubo (b, fig. 15).

Per via sperimentale si è concluso che con intensità di segnale compresa fra 10 e 100 μ. Volt, si sono ottenuti i migliori risultati dimensionando la resistenza di griglia ad un valore non superiore a 10.000 Ω.

BIBLIOGRAFIA:

G. H. Browning - *Note sperimentali sul funzionamento del limitatore.* - QST, Settembre 1946, pag. 19.

D. C. Hierath - *Note sui principi della modulazione di frequenza.* - QST, Dicembre 1940, pag. 47.

Modulazione di frequenza. - L'Antenna, N. 14, pag. 234.

SUL FRUSCIO DELLA VALVOLA E SUL SUO CONTRIBUTO AL FRUSCIO TOTALE DI UN RADIORICEVITORE

2335/5

D. T.

I) Generalità.

Il limite di sensibilità raggiungibile in un apparecchio ricevente è stabilito dal fruscio. La valutazione del fruscio permette di determinare il valore minimo di potenza che può essere elaborato: inoltre risulta evidente l'importanza della riduzione del livello di fruscio presente in un radioricevitore, per far sì che esso possa amplificare segnali di entità più ridotta.

Le fonti di fruscio in un ricevitore sono: le resistenze ohmiche, le resistenze equivalenti dei circuiti, le valvole. Nella seconda parte di questa relazione si esaminano ad una ad una le varie cause del fruscio localizzato nella valvola e viene data una chiara esposizione delle espressioni matematiche con le quali si può quantitativamente valutare il fruscio corrispondente ad ogni tipo di valvola. Nella terza parte viene trattato il fruscio globale prodotto dalla valvola e dal suo circuito di ingresso e si deducono le condizioni di ottimo dimensionamento della resistenza equivalente del circuito di ingresso nei riguardi del fruscio. Si stabiliscono inoltre i valori minimi raggiungibili nella potenza di fruscio di un apparecchio.

II) Il fruscio della valvola.

Ogni fenomeno irregolare che può avvenire nell'interno di una valvola è caratterizzato essenzialmente da una variazione di corrente. Ma poiché, per noti principi, la valvola è usata per elaborare solamente tensioni, qui nel calcolo le correnti di fruscio che si manifestano nella valvola vengono sostituite da un generatore che fornisce all'elettrodo di comando *tensioni equivalenti di fruscio*. Questo ruolo viene esercitato da una resistenza, a temperatura ambiente, che si trova collegata in serie all'elettrodo di comando della valvola, sicchè tale disposizione permette di confrontare direttamente il fruscio dovuto alla valvola con quello dovuto alle resistenze esterne presenti nel circuito di comando della valvola stessa.

Un circuito oscillante avente resistenza equivalente in risonanza R_e e larghezza di banda $\triangle f$, possiede la stessa tensione di fruscio di una resistenza ohmica dello stesso valore, e può essere espressa dalla (1);

$$V_f = 0{,}13 \cdot 10^{-6} \sqrt{R_e \; \triangle f} \qquad (1)$$

ove V_f è espresso in volt, R_e in $k\Omega$ (migliaia di ohm) e $\triangle f$ in kHz. Così grazie alla definizione di resistenza equivalente di fruscio è possibile calcolare il fruscio prodotto da una valvola direttamente in volt, per mezzo della (1).

Nella valvola il fruscio può essere prodotto da quattro cause diverse:

a) Fruscio per effetto Schrot.

Poichè la corrente elettronica che dal catodo passa all'anodo è costituita da cariche elementari che si succedono nel tempo senza ordine alcuno, si produce uno spettro di fruscio uniformemente distribuito nella gamma di frequenze dalle più basse alle più elevate.

L'effetto Schrot si manifesta in maniera pura solamente nei diodi e nei triodi; alla corrente anodica I_a si sovrappone perciò una corrente di fruscio per effetto Schrot I_f che è data da

$$I_f = F \cdot 0{,}56 \cdot 10^{-6} \sqrt{I_a \cdot \triangle f} \qquad (2)$$

Ove I_f è espresso in mamp eff., $\triangle f$ è la banda passante in kHz, I_a è la corrente anodica in mamp, ed F è un fattore di attenuazione dell'effetto Schrot ad opera delle cariche spaziali. Nel caso in cui la carica spaziale manchi si ha $F = 1$. Quando invece la corrente anodica è limitata dalla carica spaziale il valore di F può essere ricavato dal diagramma di fig. 1 nel quale F è espresso in funzione del rapporto V_a/V_c tra la tensione anodica del diodo e la velocità media in volt colla quale gli elettroni abbandonano il catodo. Come è noto V_c dipende dalla costituzione del catodo ed ha il valore di 0,1 volt per catodi ad ossido, di 0,3 volt per filamenti di tungsteno.

Quando il diodo è usato come rivelatore il suo funzionamento non viene menomamente disturbato dalla corrente di fruscio, poichè anche per banda passante ampia, la componente di bassa frequenza si trova ad un livello notevolmente superiore del fruscio. Quando il diodo viene usato invece come convertitore di frequenza la corrente di frequenza intermedia deve essere maggiore della corrente di fruscio. La componente di frequenza intermedia dipende in misura notevole dai parametri del circuito esterno e si può dire che nei riguardi del fruscio il diodo convertitore ha carattere quantitativo analogo a quello dell'esodo che verrà trattato in seguito.

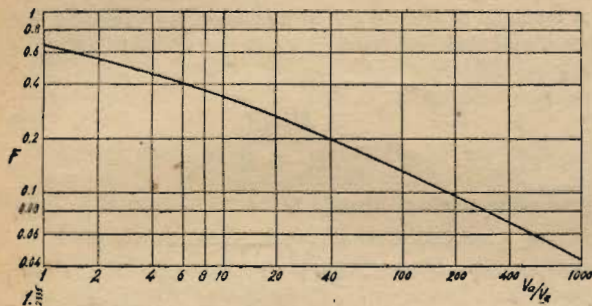
Nel triodo l'effetto Schrot produce un fruscio corrispondente a

$$R_f = \frac{2,5}{G_m \cdot 6} \qquad (3)$$

ove R_f è la resistenza equivalente di fruscio in ohm, G_m la mutua conduttanza in mamp/volt, σ una costante dipendente dalle dimensioni degli elettrodi, che nei triodi usuali ha un valore compreso tra 0,6 e 0,85. Come mostra

la (3) per ottenere un basso fruscio è necessario avere valori di G_m e di σ quanto più elevati possibile. Il triodo AC2 ha una resistenza equivalente di 900 ohm e tecnicamente è possibile raggiungere per R_f anche valori intorno a 400 ohm.

b) Fruscio per effetto Funkel.

Al fruscio per effetto Schrot si sovrappone il fruscio dovuto alle variazioni nel tempo dell'emissione dal catodo: questo fruscio, detto per effetto Funkel, non è uniformemente distribuito nello spettro di frequenze. A 10 000 Hz esso è quasi inesistente; a 1000 Hz invece raddoppia praticamente la resistenza equivalente di fruscio data dalla (3) ed a 100 Hz lo supera già di venti volte. Tuttavia queste sono indicazioni solamente approssimate poichè l'effetto Funkel varia da valvola a valvola a seconda della composizione casuale del catodo ad ossido ed è anche funzione della corrente anodica. Il sottoriscaldamento del catodo accentua l'effetto Funkel facendo sì che esso si estenda con facilità anche oltre i 10 000 Hz.

L'effetto Funkel non è preoccupante se non nel caso di amplificazione selettiva alle basse frequenze: per larghezze di banda maggiori di 5 kHz l'influenza dell'effetto Funkel è molto ridotta poichè l'effetto globale è dato dalla somma delle tensioni di fruscio distribuite nell'intera gamma di frequenze.

c) Fruscio per distribuzione di corrente.

Gli elettroni che rasentano gli orli delle griglie positive (griglie-schermo) provocano fluttuazioni nella distribuzione di corrente tra le dette griglie e l'anodo, che aumentano il fruscio per effetto Schrot, in misura dipendente in prima approssimazione dal rapporto tra la corrente anodica e la corrente della griglia positiva.

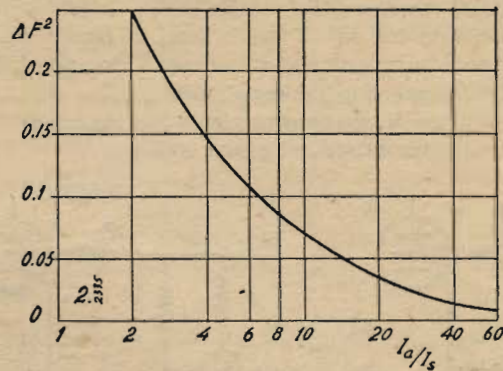
La resistenza equivalente di fruscio si compone dunque di due termini rispettivamente dovuti all'effetto Schrot ed alla distribuzione di corrente, ed è espressa da:

$$R_f = \frac{2,5}{G_m \cdot \sigma} + 19 \frac{I_a}{G_m^2} \Delta F^2 \left(1 - F^2\right) \qquad (4)$$

ove R_f è la resistenza equivalente di fruscio in kohm, G_m la mutua conduttanza in mamp/volt, I_a la corrente anodica in mamp; F^2 ha il valore di 0,05 per i pentodi a mutua conduttanza variabile e sta tra 0,1 e 0,2 per i pentodi normali. Il valore di questo fattore può essere ricavato dal diagramma di fig. 1 ponendo al posto di V_a la tensione di comando effettiva σ ($V_g + D_s V_s$), essendo D_s l'intra-effetto tra griglia e griglia-schermo e V_s la tensione della griglia-schermo. Il valore di ΔF^2 viene invece ricavato dal diagramma di fig. 2 ottenuto sperimentalmente. La valvola EF13 ha una resistenza equivalente di fruscio di 2500 ohm, la EF14 di 900 ohm e la AF100 di 500 ohm.

Per il calcolo della resistenza equivalente di fruscio negli esodi e negli ottodi si usa di preferenza l'espressione:

$$R_f = 19 \frac{I_a}{G_c^2} F^2 \qquad (5)$$

ove G_c è la mutua conduttanza di conversione. Per la cattiva distribuzione di corrente che si ha nelle valvole convertitrici, il valore di F^2 è relativamente elevato, essendo compreso tra 0,5 e 0,6. Così si hanno ad esempio per le valvole AH1, ACH1, CCH1, resistenze equivalenti di fruscio comprese tra 40 000 e 80 000 ohm, quindi molto elevate rispetto ai valori riscontrati per i pentodi e per i triodi.

d) Fruscio per emissione secondaria.

Per il fatto che ogni elettrone primario fa distaccare un gruppo di elettroni secondari, si ha un aumento del fruscio dovuto all'effetto Schrot. Questo fruscio si estende con uniformità in tutto lo spettro di frequenze; precisamente il limite superiore di frequenza non è stato ancora determinato: esso dipende dal tempo di distacco degli elettroni secondari che in teoria non è noto e non può essere ricavato dal valore del fruscio.

Questa fonte di fruscio ha importanza nei moltiplicatori elettronici, poichè nelle valvole usuali, come è noto, l'emissione secondaria viene soppressa. Con ciò si pone in evidenza come, nonostante la enorme pendenza che si raggiunge nei moltiplicatori elettronici, non si possano ottenere in essi caratteristiche di fruscio migliori delle valvole normali. Un moltiplicatore fruscia come il suo sistema primario (anzi si ha anche un aumento della resistenza equivalente di fruscio di un fattore α a causa della disuniformità della emissione secondaria).

Potremo quindi scrivere:

$$R_{fm} = R_{fp} \cdot \alpha \qquad (6)$$

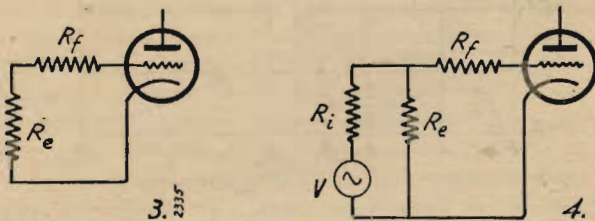
ove R_{fm} è la resistenza equivalente di fruscio del moltiplicatore e R_{fp} è la resistenza equivalente di fruscio del suo sistema primario.

Nelle considerazioni relative agli amplificatori con moltiplicatori di solito si semplifica ponendo $\alpha = 1$. In linea di massima un moltiplicatore fruscia di più delle valvole usuali a causa della minore pendenza del sistema prima-

rio. Per calcolare la resistenza di fruscio di un moltiplicatore si può usare l'espressione (3), oppure, per i tipi che lavorano nella regione della corrente di lancio, la (5) nella quale si pone $F^2 = 1$; G_c è la pendenza del sistema primario e I_a la corrente del sistema primario.

III) Il fruscio totale del circuito.

a) Potenza di fruscio in un apparecchio.

Abbiamo ora determinato quantitativamente il valore del fruscio della valvola mediante l'indicazione della resistenza equivalente; però una esatta valutazione del fruscio dato dalla valvola può essere ottenuta solo in confronto con gli elementi che la precedono. Poichè il primo stadio di un apparecchio generalmente amplifica il segnale portandolo ad un livello tale da superare di gran lunga quello del fruscio degli stadi successivi, noi considereremo ora quale influenza abbiano sul fruscio totale gli elementi di circuito che precedono la prima valvola e precisamente: il circuito di ingresso della valvola stessa, il generatore e l'accoppiamento tra essi. Tutte le fonti di fruscio che si incontreranno in questi circuiti verranno riportate all'ingresso dell'apparecchio (antenna), sicchè infine si otterrà una unica fonte di fruscio equivalente alla somma di tutte le fonti varie incontrate nel primo stadio.

In genere alla griglia della prima valvola è collegato un circuito oscillante in risonanza che poniamo abbia la resistenza equivalente R_e. Questa resistenza è sede di fruscio (per agitazione termica); la tensione totale di fruscio nel circuito di griglia della valvola è quindi data dalla somma del fruscio dovuto alla valvola e del fruscio dovuto al circuito; essa può essere espressa:

$$V_f = 0{,}13 \cdot 10^{-6} \sqrt{(R_e + R_f)\,\Delta f} \qquad (7)$$

ove V_f è la tensione di fruscio in volt, Δf la banda passante in kHz, R_e la resistenza equivalente del circuito di griglia ed R_f la resistenza equivalente di fruscio della valvola, ambedue in kohm.

Nel considerare la sensibilità di un apparecchio ci riferiamo sempre ad una potenza da trasformare: potenza del segnale captato dall'antenna. Se si trattasse esclusivamente di tensione, indipendentemente dalla potenza che si deve trasformare, sarebbe sempre possibile elevarla ad un livello notevolmente superiore a quello del fruscio dell'apparecchio.

Allora la potenza di fruscio in R_e secondo la fig. 3 è

$$W_f = \frac{V_f^{\,2}}{R_e} = 1{,}7 \cdot 10^{-14} \left(1 + \frac{R_f}{R_e}\right) \Delta f \qquad (8)$$

essendo W_f espresso in mwatt. L'espressione (8) dice che facendo piccolo il rapporto R_f/R_e si può giungere al valore limite nella potenza di fruscio, valore che risulta espresso da:

$$W_{f\,min} = 1{,}7 \cdot 10^{-14} \cdot \Delta f \qquad (9)$$

La (9) esprime la potenza minima raggiungibile nel fruscio di un apparecchio e precisamente la potenza di fruscio di una resistenza (R_e) a temperatura ordinaria. Se al posto del circuito oscillante si collegasse l'antenna direttamente alla griglia della valvola, la (8) esprimerebbe il fruscio del più semplice circuito di entrata, ponendo al posto di R_e la resistenza di irradiazione della antenna.

L'eguaglianza tra resistenza di radiazione dell'antenna e resistenza di entrata della valvola è valida solo se non siano presenti in circuito altre perdite oltre quella propria di radiazione dell'antenna. In onde corte, la conduttanza di ingresso della valvola fa sentire i suoi effetti ed allora è necessario adottare circuiti con resistenza equivalente la più elevata possibile. Lo schema di fig. 3 diventa allora quello di fig. 4, il quale è valido non solo per il caso delle onde corte, ma rappresenta il caso più generale di un generatore con resistenza R_i accoppiato al circuito oscillante di resistenza equivalente R_e.

La tensione di fruscio che si manifesta tra i punti a, b è relativa alle due resistenze poste in parallelo R_i ed R_e, e cioè a

$$R = \frac{R_i\ R_e}{R_i + R} \qquad (10)$$

e la tensione totale di fruscio è:

$$V_f = 0{,}13 \cdot 10^{-6} \sqrt{(R + R_f)\,\Delta f} \qquad (11)$$

La tensione di segnale presente in R_e è quella del generatore ridotta del rapporto $\dfrac{R_e}{R_e + R_i}$. Il che significa che portando la fonte di fruscio ai capi del generatore essa risulta ingrandita del rapporto inverso, e cioè si avrà:

$$V_f = 0{,}13 \cdot 10^{-6} \sqrt{(R + R_f)\,\Delta f} \cdot \frac{R_e + R_i}{R_e} \qquad (12)$$

Il circuito di ingresso dell'apparecchio fruscia dunque come se ai capi del generatore V fosse collegata la sorgente di fruscio data dalla (12).

La potenza corrispondente in R_i è:

$$W_f = \frac{V_f^{\,2}}{R_i} = 1{,}7 \cdot 10^{-14}\,\Delta f \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)\left(1 + \frac{R_i}{R_e}\right) \qquad (13)$$

L'espressione differisce dalla (8), relativa al circuito di entrata più semplice, per il fatto che al posto di R_e figura la combinazione R_e e R_i in parallelo; inoltre, per aver trasportato la fonte di fruscio in uno dei due rami, R_i, della resistenza di entrata, il fruscio viene maggiorato nel rapporto $\left(1 + \dfrac{R_i}{R_e}\right)$.

La (13) è di importanza fondamentale per il fruscio di un apparecchio, poichè, come vedremo in seguito, non si hanno altre sorgenti di fruscio oltre quelle esaminate.

Supponiamo di poter adottare per R_i un valore scelto a piacere. Se non consideriamo il fruscio la massima potenza in R_e si verifica per $R_e = R_i$. Là (13) invece dice che per

avere una minima potenza di fruscio esiste un valore ottimo di R_i che può essere trovato eguagliando a zero la derivata di W_f, secondo la (13), rispetto ad R_i. Avremo allora

$$R_{ott} = \frac{R_e}{\sqrt{1 + \frac{R_e}{R_f}}} \quad (14)$$

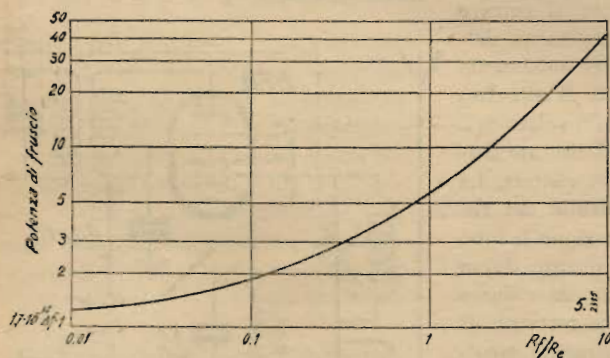
che, come si vede, dipende R_f da R_e, resistenza equivalente del circuito oscillante di ingresso e dal rapporto R_e/R_f tra la suddetta resistenza e la resistenza equivalente di fruscio della valvola.

Supponendo di avere sempre a disposizione un generatore di adatte caratteristiche, potremo ora vedere quale sia la potenza minima di fruscio raggiungibile, sostituendo nella (13) il valore ottimo di R_i dato dalla (14):

$$W_f = 1{,}7 \cdot 10^{-11} . \Delta f \; [1 + 2Z + 2\sqrt{Z(Z+1)}] \quad (15)$$

ove è stato posto $\frac{R_f}{R_e} = Z$.

Per la sensibilità massima dell'apparecchio ha quindi fondamentale importanza il rapporto R_f/R_e. La figura 5 mostra l'andamento della potenza di fruscio — secondo la (15) — in funzione di $\frac{R_f}{R_e}$, avendo preso per R_i il suo valore ottimo.

Nella gamma delle onde medie e lunghe si potrà sempre fare $R_e \gg R_f$, sicchè è possibile raggiungere una sensibilità elevata anche con valvole aventi una resistenza equivalente di fruscio relativamente grande. In onde corte ciò non è possibile poichè il valore di R_e è limitato dalla impedenza di ingresso della valvola. Una valvola amplificatrice può essere valutata nei riguardi del fruscio in base al valore dell'impedenza equivalente di fruscio e dell'impedenza di ingresso, e da essi si potrà desumere, in base alla figura 5, il minimo valore della potenza di fruscio raggiungibile.

Nelle considerazioni ora svolte si è supposto di poter adottare un generatore avente resistenza interna di adatto valore. Per il caso del ricevitore la resistenza da considerare è quella di radiazione dell'antenna; e poichè questa non ha mai il valore adatto, il collegamento tra antenna e circuito di ingresso viene effettuato per mezzo di una rete che trasforma la tensione e conseguentemente la resistenza del generatore. Si deve allora scegliere un rapporto di trasformazione

$$N = \sqrt{\frac{R_i}{R_a}} \quad (16)$$

ove R_a è la resistenza di radiazione dell'antenna.

Siccome questa trasformazione può essere effettuata senza perdita di potenza, il valore della potenza di fruscio calcolato con la (15) è valido anche per antenne con resistenza di radiazione qualsiasi.

Siamo quindi giunti all'entrata dell'apparecchio. Il ricevitore fruscia come se nella sua antenna fosse presente la potenza di fruscio data dalla (15), che deve essere presa per base onde calcolare facilmente la corrispondente tensione di fruscio V_f:

$$V_f = \sqrt{W_f R_a} \quad (17)$$

Riassunto.

L'indicazione della resistenza equivalente R_f ha permesso di confrontare tra di loro le valvole nei riguardi del fruscio.

Nel triodo la resistenza di fruscio è essenzialmente determinata dai parametri G_m e σ; nelle valvole con griglie positive (pentodo, esodo, tetrodo) deve essere tenuto in conto anche il fruscio dovuto alla distribuzione di corrente.

Le valvole convertitrici e mescolatrici a causa della bassa conduttanza di conversione hanno una resistenza di fruscio molto elevata. Si possono ottenere oggi resistenze minime di fruscio dell'ordine di 500 ohm per i triodi e di 30 000 ohm per le valvole convertitrici.

Il valore della resistenza equivalente di fruscio non ha però alcuna importanza se i circuiti di entrata possono avere una resistenza equivalente molto maggiore di quella, poichè in tal modo il contributo della valvola al fruscio totale diventa allora trascurabile. In questo caso è minimo anche il fruscio totale.

Nel campo delle onde corte non si possono raggiungere nei circuiti di ingresso resistenze equivalenti molto elevate, sovratutto per la presenza di una conduttanza griglia-catodo nella valvola di valore non trascurabile; si deve allora ricorrere in questo caso al rapporto R_f/R_e per giudicare, nei riguardi del fruscio, una valvola da impiegare come amplificatrice nel primo stadio di ricevitori.

■

* *Da una comunicazione del Laboratorio Telefunken, a cura di W. Engbert, apparsa nel n. 84, Sett. 1940, di Telefunken Mitteilungen.*

NOTE PER I RADIORIPARATORI

2437

MIGLIORAMENTI E MODIFICHE NEI CIRCUITI SUPERETERODINA

G, Termini

Con queste note « l'Antenna » riprende uno studio, iniziato a suo tempo, sulle modifiche che si possono utilmente effettuare nei ricevitori supereterodina. Abbiamo già parlato dei circuiti di B. F. per quanto riguarda il livello e l'ampliamento della riproduzione acustica. Intendiamo oggi intrattenerci sul problema della sensibilità. Premesso che tale problema è in relazione al livello dei rumori di fondo, la soluzione va considerata nei due aspetti dell'amplificazione di alta e media frequenza. Tratteremo ordinatamente di ciascuna di esse, indicando le operazioni che si richiedono e mettendo in rilievo i vantaggi e le difficoltà pratiche ed elettriche alle quali si va incontro.

Consideriamo dapprima l'aggiunta di uno stadio di preamplificazione ad alta frequenza noto anche col nome di stadio preselettore.

L'aggiunta di uno stadio preselettore è vantaggiosa ai fini della sensibilità e del rapporto segnale/rumore. In tal caso si potrà ricorrere utilmente ai tubi che, per le loro caratteristiche di funzionamento, consentono una diminuzione notevole del rumore di fondo. Studi teorici confermati sperimentalmente hanno concluso che il rumore di fondo è dovuto all'irregolarità dell'emissione elettronica e al movimento degli elettroni nei circuiti di alta frequenza e, particolarmente, il valore dell'intensità di corrente nel circuito della griglia schermo del preselettore, ha influenza notevole sul livello dei rumori di fondo. Per tale ragione il tubo amplificatore ad alta frequenza dovrà venire utilizzato in modo da ridurre quanto più è possibile la corrente di griglia schermo. L'accorgimento tecnico al quale si può ricorrere per i tubi normali 6K7 e simili, comunemente usati negli stadi di amplificazione di alta e media frequenza, consiste nel dare un valore appropriato alla tensione di grigia-schermo. Altrimenti è bene ricorrere a quei tubi, studiati a tale scopo, noti col vocabolo di *silentodo*.

Ciò vale per il tipo EF8 (Philips, serie rossa) del quale riportiamo lo schema pratico di utilizzazione, il collegamento allo zoccolo e i dati caratteristici di funzionamento nella fig. 1.

Tensioni e correnti di funzionamento

Va = Vg3 = 250 Volt

Vg4 = O Volt

R catodica = 250 ÷ 300 Ω

Vgl = Vg2 = — 2,2 V. (senza C. A. S.)

Vgl = Vg2 = — 2,2 V. (con C. A. S.; riduzione sulla pendenza da 1 : 100)

Ia = 8 m. A.

Ig3 = O, 2 m. A.

ρ interna = O, 45 M Ω senza C. A. S.

ρ interna = > 10 M Ω con C. A. S.

Nel circuito di cui sopra è da osservare la presenza della tensione C.A.S. (controllo automatico di sensibilità) sulle griglie 1 e 2 del tubo. Eliminando il dispositivo C.A.S. il circuito si presenta come in fig. 2a.

Vi è in proposito un'altra considerazione da ricordare.

Nell'uso di uno stadio amplificatore ad alta frequenza è opportuno di evitare che la presenza di forti segnali sul circuito d'ingresso del ricevitore (stazione locale, ecc.) conduca ad instabilità di funzionamento dello stadio variatore di frequenza. In altri termini, è bene tener presente l'impiego di un dispositivo C.A.S., il cui funzionamento va messo particolarmente in efficienza per i segnali di notevole intensità. Ciò è facilitato dalla struttura dei tubi da usarsi nell'amplificazione ad alta e media frequenza. Si hanno così notevoli variazioni di amplificazione con limitate variazioni della tensione di polarizzazione, per cui il tubo è detto di tipo multi-µ. Ove non si ritenesse opportuno l'uso del C.A.S., si può vantaggiosamente ricorrere a un comando manuale di sensibilità (e cioè di amplificazione) dello stadio. Il circuito elettrico assume la variante riportata nella fig. 2-b.

Occorre però soddisfare le esigenze di estetica e cioè di disposizione dei comandi esistenti. Oltre a ciò possono anche presentarsi difficoltà notevoli nella realizzazione pratica, specialmen-

te per quanto riguarda la foratura del telaio e del mobile. Inoltre l'aggiunta di un comando in più può non essere

comando manuale di sens:

Polarizzazione della gr. soppressore

gradita. Dal punto di vista elettrico, come si è detto, con l'uso del controllo manuale di sensibilità si ottengono le migliori condizioni di funzionamento dello stadio preamplificatore e, conseguentemente anche di tutto il ricevitore In ogni modo la soluzione può essere presa in considerazione, e soltanto caso per caso si potrà decidere con criterio, valutando le considerazioni dette.

Nella costituzione di un circuito preselettore l'amplificazione dello stadio è tanto maggiore quanto più è elevato il valore della resistenza interna del tubo. A tale ragione, e specie per quanto riguarda l'impiego dei tubi che non appartengono alla serie «silentodo», si può aumentare la resistenza interna ricorrendo a facili accorgimenti. Si può così applicare una tensione negativa fra la griglia soppressore e il catodo, disponendo un ripartitore di tensione sul catodo stesso. Il circuito assume l'andamento riportato nella fig. 3. I valori indicati si riferiscono a un pentodo 6K7; la tensione negativa applicata fra griglia soppressore e catodo è di — 10 volt. La resistenza interna del tubo si può ritenere non inferiore a 1 Mohm.

Tra gli accorgimenti da adottare nello stadio di amplificazione di alta frequenza, merita considerazione il valore della conduttanza di entrata del tubo.

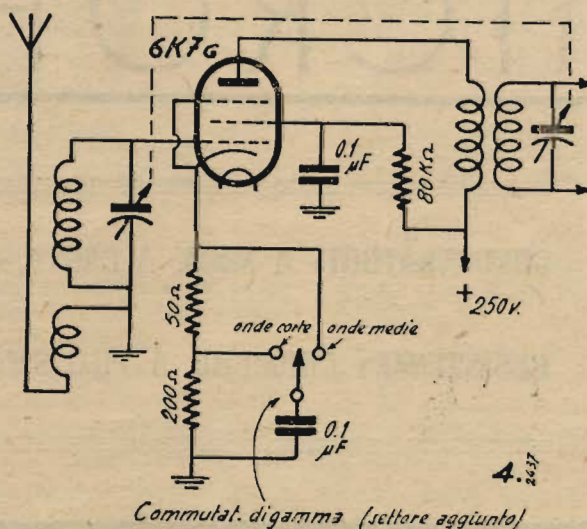
Definendo con ciò il reciproco della resistenza del tratto griglia catodo, nella gamma delle onde cortissime è conveniente ricorrere al circuito della fig. 4.

Lo stadio differisce dai precedenti per il collegamento del circuito catodico. Il condensatore è collegato su una sola parte dell'intera resistenza inserita.

Commutat. di gamma (settore aggiunto)

Disponendo le cose in tal modo si crea un ritorno di energia dal catodo alla griglia controllo che ha il carattere di un effetto autogenerativo, e modifica favorevolmente il valore della conduttanza d'entrata del tubo. Un tale accorgimento è conveniente nella sola gamma delle onde cortissime; ed è necessario effettuare la relativa commutazione durante la ricezione delle altre gamme. L'aggiunta di uno stadio preselettore richiede l'uso di un circuito di accordo e di un trasformatore di accoppiamento allo stadio nel quale si opera il mutamento di frequenza. Il problema del trasformatore di accoppiamento è, evidentemente, in relazione al valore della gamma e delle capacità del condensatore variabile di accordo. Si potranno utilmente consultare i bollettini tecnici delle case costruttrici di parti staccate, oppure richiederlo ad esse specificando le caratteristiche dei circuiti di comando (valore massimo della capacità di accordo e valore della gamma di ricezione), e anche i tubi adottati. In caso contrario, e non volendo incorrere in una spesa non indifferente, si può adoperare il trasformatore di antenna esistente come trasformatore di accoppiamento fra i due stadi. A tale scopo riportiamo i rapporti d'induttanza e di accoppiamento che è consigliabile adottare (tab. I).

Il radioriparatore agirà in conseguenza nel trasformatore di antenna, il cui primario è generalmente del tipo ad alta impedenza. Rimuovendo il primario vi si sostituirà un avvolgimento adottando le caratteristiche riportate nella tabella. Il primario del trasformatore di antenna verrà quindi collocato su un altro supporto avente le medesime caratteristiche geometriche e nel quale si ripeterà con cura l'avvolgimen-

to di accordo dello stadio. Nell'eseguire ciò è da consigliare l'uso di adeguata sostanza diluente per rimuovere il primario, mentre per il fissaggio degli avvolgimenti si potrà adoperare ipertrolitul liquido o anche paraffina e vischio, quest'ultimi resi fluidi inizialmente dall'azione del saldatore elettrico.

Si noti che nel montaggio delle bobine relative al circuito di griglia dello stadio preselettore, si devono adottare le medesime caratteristiche elettriche del conduttore (Ø del filo e isolamento) e dell'avvolgimento (numero di spire e loro distanza).

L'operazione che risulta agevole per la gamma delle onde corte e cortissime, presenta non poche difficoltà per la gamma delle onde medie, per la quale si adopera normalmente un avvolgimento a nido d'ape.

Si possono ugualmente ottenere ottimi risultati effettuando, con cura, sufficienti diminuizioni di spire su altri avvolgimenti di possibile utilizzazione (impedenze di arresto, primari di trasformatori di antenna, ecc.).

Per la messa a punto è bene disporre di un oscillatore modulato. Si può anche servirsi delle stazioni radiofoniche, verificando l'accordo su un'emittente conosciuta, da ricercarsi in prossimità della massima lunghezza d'onda della gamma.

Ripetendo successivamente il controllo sulla minima lunghezza d'onda di ricezione, si agirà sul compensatore di accordo relativo, fino ad osservare la massima resa dello stadio. Per raggiungere lo scopo è necessario ricorrere a un condensatore triplo di accordo.

Nel caso in cui ciò non fosse possibile per esigenze di montaggio si può ricorrere ad uno stadio preamplificatore di tipo aperiodico, nel quale cioè non si utilizza nessun dispositivo di accordo. Gli effetti di amplificazione dello stadio risultano, non di poco, diminuiti, e non sempre il vantaggio è sensibile specie se non si ricorre ad un corretto dimensionamento degli elementi. Un circuito del genere è riportato nella fig. 5 per le tre gamme normali di ricezione (medie, corte e cortissime).

Nell'aggiunta di uno stadio di preamplificazione si tenga conto delle esigenze richieste dal montaggio dei circuiti funzionanti ad alta frequenza. Ciò vale per la lunghezza dei collegamenti agli elettrodi del tubo e agli elementi che lo accompagnano, specie per quanto riguarda il commutatore di gamma. In linea generale non sono da prendere in considerazione le possibilità di alimentazione del circuito relativo perchè in pratica il dimensionamento del trasformatore di linea e dei circuiti che lo compongono segue normalmente un criterio di larghezza. Ciò consente senza preoccupazione l'uso di un tubo in alta frequenza. In caso dubbio è conveniente effettuare il controllo delle tensioni di alimentazione. Ove l'altra tensione risultasse inferiore al valore normale si può verificare la presenza di dispositivi ripartitori, con i quali il + A.T. è collegato a massa attraverso adeguate resistenze. Più spesso è sufficiente eliminare uno solo dei gruppi di ripartizione, evitando di toccare quelli eventualmente esistenti sugli elettrodi dello stadio per il cambiamento di frequenza.

Per la tensione di accensione del tubo, valgono le considerazioni dette sulla larghezza di progetto e di realizzazione del trasformatore di alimentazione. Oltre a ciò è da osservare che la corrente di accensione richiesta dai tubi di possibile impiego non è mai rilevante (< di 250 m.A.). Una eventuale leggera diminuzione della tensione di accensione non ha poi alcun effetto nell'emissione dei tubi a riscaldamento indiretto. Tale diminuzione può anche scendere fino a volt 5,8, invece di 6,3 senza risentire una diminuzione di rendimento, ed è da escludere che si arrivi a un tale valore per l'aggiunta di un tubo di amplificazione ad alta frequenza.

(continua)

IL LARINGOFONO

STRUMENTO DI TRASMISSIONE MODERNA E DI ATTUALITA'

2431/13 — *" Delta "*

Lo sviluppo delle comunicazioni telefoniche per comunicazioni interne nelle aziende, officine, miniere, aeromobili, ecc.: ha messo in primo piano il problema delle comunicazioni fra locali rumorosi.

Il comune microfono e ricevitore, riuniti nel citofono normale conosciuto od in elementi staccati non sono sufficienti ad ottenere comunicazioni pronte perfettamente intelligibili.

La tecnica si è orientata quindi per la trasmissione, su apparati speciali, i *laringofoni*, che trasmettono il suono per contatto dalle vibrazioni della laringe e gli *osteofoni* che lo rivelano per conduzione ossea. Molto più efficienti, comodi e sicuri dei secondi, i laringofoni hanno presto trovato larga applicaizone, anche perchè oltre al vantaggio di trasmettere i suoni con chiarezza da locali rumorosi, lasciano all'operatore la completa libertà delle mani.

I laringofoni attualmente in uso sono di vario tipo, ne esistono a carbone, magnetici e piezo-elettrici. Il principio informatore è quesi sempre lo stesso, una membrana — od altro organo ad essa collegato — viene a contatto diretto con la laringe; ne riceve le vibrazioni e le trasmette all'elemento rivelatore che le trasforma in differenza di potenziale, applicabile alla griglia di uno stadio di amplificazione. La maggior parte dei laringofoni magnetici, utilizzano sotto una forma od un'altra, il vecchio sistema della cuffia telefonica. Una membrana in ferro dolce inserita in un campo magnetico nel quale una bobina trasforma in differenza di potenziale le variazioni magnetiche. Nelle fig. 1 - 2 - 3 ne illustriamo alcuni fra i tipi più noti ed usati, creati dalla nostra industria e da quelle estere. Altro tipo magnetico è quello illustrato in fig. 4. In esso la membrana è indipendente dal circuito magnetico e le variazioni di campo avvengono a mezzo di un elemento vibrante collegato meccanicamente alla membrana.

I laringofoni a carbone utilizzano quasi tutti il principio della capsula telefonica a carbone, ove una membrana di carbone conduttrice, attraversata dalla corrente di eccitazione, riceve gli impulsi e fa variare la resistenza dei granuli di carbone che sono posti in una vaschetta di carbone od altro materiale conduttore ad essa aderente, generando così una f. e. m. ai capi del secondario di un trasformatore che lo collega al sistema amplificatore.

Quello che noi illustriamo in fig. 5 — normalmente costruito dall'industria estera e attualmente da una nostra, di materiale telefonico — sfrutta il principio del microfono Reiss, ove la corrente di eccitazione passa attraverso due elettrodi di carbone indipendenti dalla membrana. La membrana in guttaperca o seta fa variare la resistenza dei granuli di carbone contenuta entro i due elettrodi e fa raccogliere ai capi del secondario del trasformatore una f. e. m. abbastanza rilevante.

I tipi piezo-elettrici (fig. 6), sfruttano le ben note proprietà dei cristalli piezo-elettrici, fra i quali il Rochelle

eccelle. Una membrana di metallo ad alto coefficente di elasticità è connessa a mezzo di gommini od altro, ad un elemento bimorfo di cristallo di Rochelle che è fissato all'involucro del laringofono.

Le variazioni di pressione della membrana si trasformano in cariche elettriche sugli elettrodi che rivestono il cristallo; tali cariche, che invertono la

loro polarità col variare della direzione della sollecitazione, sono inviate all'amplificatore attraverso i reofori dell'elemento bimorfo.

Problema interessante nella realizzazione di questi apparati è stato quello di contenere la gamma di frequenze trasmessa entro quella della parola, dando risalto alla gamma alta ed attenuando quella al disotto dei 500 Hz.

Fig. 8

Ciò è stato dettato da due ragioni distinte ma concomitanti. Il taglio delle frequenze basse è dovuto al fatto che quasi tutti i rumori esistenti nei locali ove il laringofono viene impiegato, sono di frequenza fondamentale inferiore ai 500 Hz. e che i suoni provenienti dalla laringe attraversando i tessuti carnosi acquistano una cavernosità che li rende di tono basso ed impedisce quindi la pronta e facile intellegibilità.

L'esaltazione delle frequenze alte provvede a far aumentare la squillantezza della riproduzione ovviando all'inconveniente principale della cavernosità e al tempo stesso dà una maggiore intellegibilità nei locali ove esistono rumori a fondamentale bassa.

Dato che non si può sempre ricorrere a sistemi di filtri sugli amplificatori, sono stati impiegati varii accorgimenti meccanici ed elettrici raggiungendo nella maggior parte dei casi lo scopo indicato.

Una ottima curva caratteristica di laringofono del tipo magnetico è quella illustrata in fig. 7 e corrisponde al laringofono illustrato in fig. 3. Ad essa ci riferiremo per illustrare il seguito di questa nostra esposizione.

Altro problema interessante che l'adozione dei laringofoni ha posto ai tecnici che se ne occupano è stato quello dei sistemi di collaudo in generale ed in particolare quelli per tracciarne le curve di fedeltà ed intellegibilità.

Fino a qualche tempo fa era in uso il sistema dei *logatomi*. Una squadra ricevente ed una trasmittente eseguiva trasmissioni di un certo numero di frasi e parole prive di nesso logico; la percentuale di errore nella ricezione dava gli elementi per giudicare della maggiore o minore comprensibilità che da un dato tipo si poteva ottenere.

Questo sistema, ottimo ai fini pratici, non dava la possibilità di poter stabilire le caratteristiche acustiche che il complesso doveva avere, in modo che anche nella ricerca del meglio e del perfetto si doveva ricorrere alla prova pratica anzichè alla misura, dopo il tentativo dettato dalla logica.

Un sistema inedito di collaudo è quello che descriviamo e che ha dato risultati soddisfacenti sia per lo studio degli apparati che per il loro collaudo.

Un generatore di frequenze acustiche viene collegato ad un altoparlante, che costituisce l'organo principale di una *laringe artificiale* formata da una camera risonante, chiusa da una parte

Generatore
Laringe artificiale
Laringofono
Voltmetro elettrico
Amplificatore
fig. 9

dall'altoparlante stesso e dall'altra da una membrana di gomma para molto spessa e ben tesa entro due supporti (fig. 8); la frequenza di risonanza del complesso deve essere inferiore a 200 Hz.

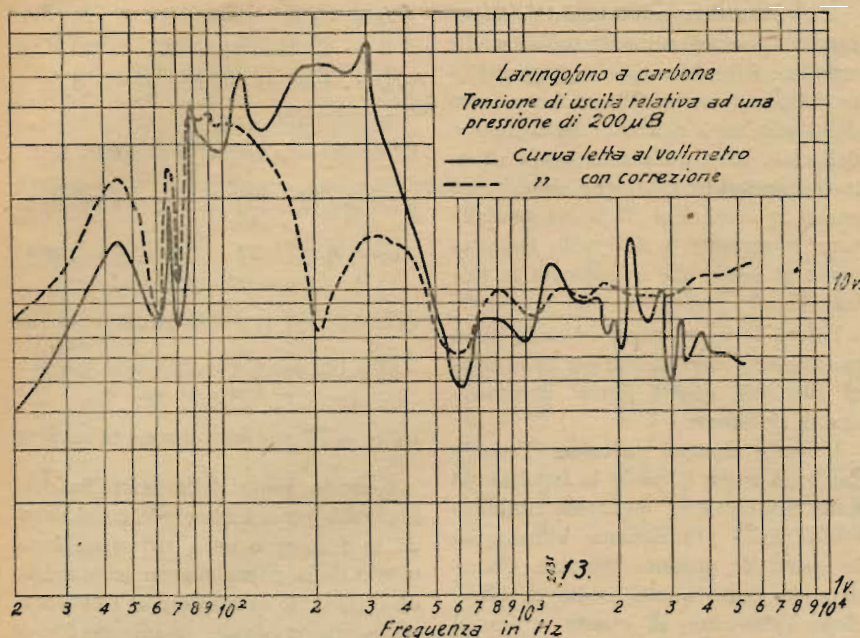
Sulla membrana di gomma vien piazzato il laringofono in prova, che aderisce alla gomma nel modo stesso e preciso col quale aderisce alla laringe nel suo funzionamento normale. Agendo sul generatore, l'altoparlante immette nella camera risonante il suono, che raccolto dalla membrana influenza il laringofono. Le differenze di potenziale che si producono ai capi del laringofono, convenientemente amplificate, vengono lette con un voltmetro elettronico od inviate ad un voltmetro scrivente per la registrazione (fig. 9).

Occorre in precedenza aver tarato la *laringe artificiale* in modo da conoscere *a priori* la correzione da apportare alla curva che si otterrà per portarla al suo valore reale. Per tarare l'apparecchio si opera in un ambiente assorbente; un microfono campione, preferibilmente del tipo elettrostatico, viene collocato al posto del laringofono sulla laringe. La risposta del complesso, camera risonante-laringe-altoparlante viene rilevata con i mezzi soliti in uso e si ottiene così una curva che darà le caratteristiche dell'apparecchiatura (fi-

gura 10) sulla quale si procede alla preparazione della tabella di correzione, o meglio, di una seconda curva che darà le correzioni da apportare alle misure successive (fig. 11). Da questo momento per ottenere i valori reali delle caratteristiche del laringofono in prova, senza tener conto delle caratteristiche del complesso in prova, basterà moltiplicare il valore letto al voltmetro elettronico per i numeri corrispondenti del diagramma di fig. 11 alle varie frequenze di lettura.

La fig. 12 mostra la curva di un buon laringofono magnetico (illustrato in fig. 4) tratta con il sistema suindicato e la fig. 13 quella di un laringofono a carbone tratta con l'istesso sistema. Su quest'ultima per meglio far comprendere il procedimento si sono lasciate le due curve, quella letta al voltmetro e quella ottenuta per correzione.

Ma ritorniamo alla fig. 7, che è quella del laringofono illustrato in fig. 3 e che rappresenta veramente una riuscitissima esecuzione e realizzazione sotto tutti gli aspetti. La curva non va al di là di 2500 Hz. perchè oltre quella frequenza non ha un interesse per gli scopi cui è destinato.

Si noterà che i valori letti (curva in tratteggiato) fra 200 e 660 Hz sono rilevanti, se si confrontano con quelli dei valori reali (curva piena). Ma un semplice sguardo al diagramma di fig. 11 che reca le correzioni da apportare alla lettura ci dimostrerà che il sistema di collaudo porta a simili... paradossi. A 200 Hz. il valore letto al voltmetro elettronico deve essere moltiplicato per 0,09 e così di seguito per gli altri punti della curva, fino alla lettura della vera

risposta di fedeltà del laringofono, così come è stata concepita dal progettista che ha cercato di portare la gamma media di risposta fra i 500 ed i 2500 Hz. con una linearità quasi assoluta, per ovviare agli inconvenienti di cui al principio di questa nostra relazione. Il picco di risonanza sugli 800 Hz., ove il valore letto viene moltiplicato per 1.8, nulla toglie alla qualità di riproduzione anzi esso dà maggior rilievo alla gamma centrale delle frequenze interessanti la parola.

Ci auguriamo che questo breve cenno su di un argomento che è di attualità, e la descrizione di un semplice ma necessario sistema di collaudo valgano a diffondere maggiormente questo nuovo tipo di trasduttore elettro-acustico, che tante benemerenze ha acquistato in questi ultimi tempi, specie presso le nostre Forze Armate.

●

ALCUNE CONSIDERAZIONI SULLA PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE ●

2430/2 *Contin. e fine (vedi num. preced.)*

Per. Ind. Giuseppe Marcelli

Le onde medie subiscono in minore quantità, nella loro propagazione, gli stessi effetti delle onde lunghe ma si prestano molto bene, per le radio diffusioni in nazioni di media vastità territoriale compensando i loro difetti nella recezione a distanza con un certo numero di stazioni, a media potenza, collegate con le principali in maniera che in ogni punto del territorio si possa ricevere la loro onda diretta.

Molto più interessante e complesso diviene lo studio della propagazione delle onde corte. Queste, avendo una frequenza molto superiore a quelle lunghe, hanno caratteristiche assai più vicine alle onde ottiche che le altre. Infatti come un raggio luminoso non filtra attraverso i corpi opachi, così le onde corte non sorpassano gli ostacoli di gran entità come, per esempio, la curvatura della superficie terrestre. Un'onda corta non è ricevibile per propagazione diretta oltre un raggio di circa 80 Km. Anche se si aumentasse enormemente l'altezza dell'aereo irradiante, la portata non aumenterebbe perchè le onde corte hanno un tale assorbimento da parte della terra che oltre i 90 o 100 Km. l'energia è praticamente nulla. Da qui inizia la cosidetta zona di silenzio che arriva fino a circa 800 Km. calcolando una media di lunghezza d'onda sui 25 m. La vastità di questa zona di silenzio non può essere ben precisata dato l'irregolare comportamento di queste onde nella loro propagazione in seno alla ionosfera. Oltre questa zona la ricezione ritorna buonissima per giungere anche fino agli antipodi.

Con questi dati e con l'aiuto di alcune considerazioni sulla propagazione delle onde corte in conseguenza dei vari strati ionosferici, possiamo proporci di calcolare l'angolo del cono (il cui vertice concide con l'aereo irradiante) entro il quale l'energia irradiata non ha, agli effetti della trasmissione, nessun valore pratico. In altri termini: proponiamoci di calcolare l'angolo di quel cono entro il quale l'energia irradiata va perduta non tornando più sulla terra. Cominciamo col presentare i vari strati ionizzati esistenti. Il più alto, detto F2, si trova ad una distanza dalla terra di circa 220 Km.; esso è prodotto dal bombardamento degli elettroni emessi dal sole che deviati dal campo magnetico terrestre si addensano maggiormente verso l'emisfero oscuro della terra. Questo strato perciò sussiste anche la notte.

Ad un'altezza di 180 Km. esiste lo strato F1 che sarà maggiormente ionizzato di giorno che di notte. Lo strato F1 essendo più vicino alla terra subisce per un tempo minore dell'F2 la azione del sole, che sulla crosta terrestre determina le notti di durata prossima a quella dei giorni, mentre allontanandoci dalla terra le notti vanno diminuendo progressivamente fino ad annullarsi (2).

Altri strati, l'E2 e l'E1 si trovano rispettivamente a 120 e 100 Km. di al-

(2) E' questa la ragione per cui gli strati ionizzati più prossimi alla terra hanno un grado di ionizzazione abbastanza forte il giorno mentre la notte questa diminuisce o scompare addirittura.

tezza. Lo strato E2 è molto intenso di giorno, tanto da rendersi praticamente impermeabile per le onde medio-corte, e assai meno intenso la notte. Lo strato E1, più vicino a noi, la notte può rendersi quasi nullo.

In un secondo tempo furono scoperti anche gli strati D e C distanti rispettivamente 50 e 10-20 Km. dalla terra; questi strati sussistono solo di giorno ed in latitudini molto elevate.

Le radiazioni di onde corte subiscono delle deviazioni nell'attraversare gli strati ionizzati. Queste deviazioni si possono benissimo paragonare a quelle subite dai raggi luminosi quando da un mezzo meno denso penetrano in uno più denso e viceversa.

Nel nostro caso, trattandosi di onde radio più che le densità ci interessano i vari gradi di ionizzazione nello spessore della zona ionizzata.

Essendo la propagazione delle onde una propagazione sferica, possiamo immaginarla come una propagazione di raggi partenti da un punto (aereo irradiante) e diretti verso tutte le direzioni. Ci saranno quindi dei raggi che, partendo dall'aereo, incontrano lo strato ionosferico in senso perpendicolare a questo, tali raggi, secondo le leggi della rifrazione, non subiranno alcuna deviazione ed attraverseranno la ionosfera; altri l'incontreranno con un certo angolo per cui la deviazione non è tale da farli ritornare a terra; saranno quindi assorbiti in parte ed in parte propagati al di là di esso. Questi saranno tutti quei raggi irradiati entro un certo angolo che calcoleremo. Altri infine incontrano la ionosfera oltre quel certo angolo la cui rifrazione è sufficiente per dirigerli verso terra e farli ricevere ad una certa distanza dall'aereo che li ha irradiati.

Dietro queste considerazioni possiamo renderci conto di come sia tutt'altro che semplice il problema della propagazione delle onde corte. Oltre a tener conto della stagione, dell'ora, del tempo e della latitudine della zona ove è situato il trasmettitore, bisogna considerare anche le condizioni di ambiente della zona intermedia e di quella appartenente al luogo ove è destinata la trasmissione.

Poichè le trasmissioni ad onda corta avvengono generalmente per irradiazioni direttive, questi fattori assumono grande interesse.

Volendo dunque calcolare l'angolo del cono entro il quale le irradiazioni sono inutilizzabili, possiamo stabilire come strato praticamente rifrangente lo strato E1 distante 100 Km. Considerando come quota media di rifrazione l'altitudine di questo strato, si elimina il pericolo maggiore di incorrere a grossolani errori perchè tale strato oltre ad esistere, in minore o maggiore misura, in tutte le latitudini è quello che persiste un tempo maggiore nel giorno e quindi nell'anno.

Per facilitare il calcolo dell'ampiezza dell'angolo del cono di passività, se così vogliamo chiamarlo, è opportuno considerare non una parabola la linea che seguono le onde riflesse ma con buona approssimazione possiamo considerare questa linea come due linee spezzate di cui una rappresenta l'onda incidente e l'altra l'onda riflessa. Il fenomeno della rifrazione, agli effetti del calcolo, viene quindi considerato come una semplice riflessione in cui l'angolo di incidenza è uguale all'angolo di riflessione.

Essendo il raggio medio della terra pari a 6370 Km. avremo:

O = posizione dell'aereo irradiante.

O A = raggio della terra = 6370 Km.

A B = distanza strato E1 = 100 Km.

A D = zona di silenzio per le o. c. = = 800 Km.

Circonferenza terrestre = 40.000 Km.

$$\beta = \frac{360^\circ \cdot 800}{40.000} = \frac{2880^\circ}{400} = 7^\circ 12 \qquad 1/2\,\beta = 3^\circ 36'$$

$$\text{sen } \tfrac{1}{2}\,\beta = 0{,}0\,280 \qquad \cos \tfrac{1}{2}\,\beta = 0{,}99804$$

$$OC = OB = 6470 \text{ Km.}$$

$$\overline{EC} = OC \cdot \text{sen } \tfrac{1}{2}\,\beta = 6170.0\,280 = \,05 \text{ Km.}$$

$$\overline{AE} = OC \cdot \cos \tfrac{1}{2}\,\beta - 6370 = 6470 \cdot 0{,}99804 - 6370 = 87 \text{ Km.}$$

$$\text{tag } \alpha = \frac{406}{87} = 4.666 \qquad \text{arco tag } \alpha = 77^\circ 54'$$

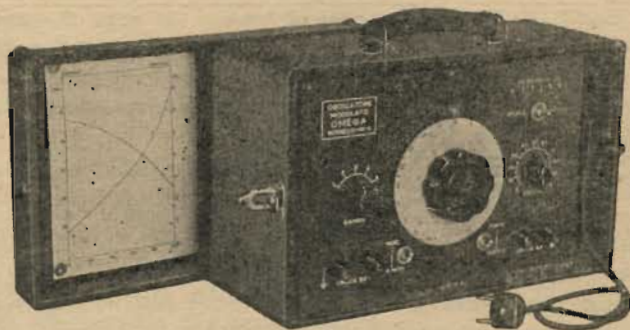
Tenendo conto delle semplificazioni apportate precedentemente considerando in fenomeno della rifrazione come quello della riflessione ed arrotondando il risultato in maniera di trovarci in un guadagno anzichè in una perdita di energia convogliata nella irradiazione, possiamo stabilire l'angolo di passività, per una lunghezza d'onda di 25 m. di media, pari a 70°.

Questo è l'angolo di passività se l'irradiazione avviene con aerei direttivi cioè quando la propagazione segue una certa direzione da noi prestabilita.

Se l'irradiazione avviene con aerei circolari l'angolo sarà il doppio cioè pari a:

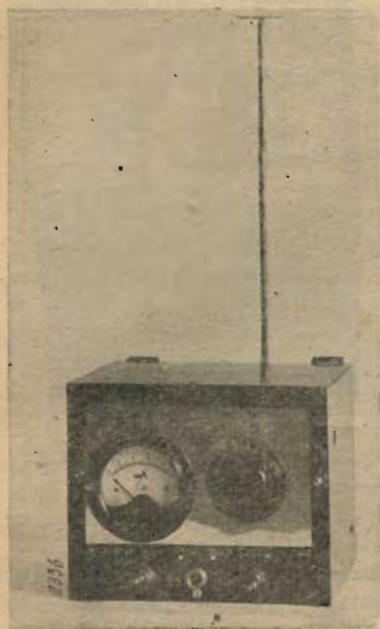
$2\,\alpha = 140^\circ$ (angolo di passività per aerei circolari, λ = circa 25 m.)

Costruire opportuni aerei che non irradiazione energia entro questo certo angolo è per le trasmissioni ad onda corta una soluzione di grande interesse poichè si può giungere ad un risparmio di energia abbastanza elevato, pari a circa il 38 % dell'energia spesa per avere gli stessi risultati usando i comuni aerei per onde corte. Tale ri-

sparmio ha maggiore valore se si pensa che nel campo delle onde corte si effettuano trasmissioni per onde direttive con il solo scopo di risparmiare energia od avere più efficacia nelle trasmissioni spendendo la stessa energia richiesta per una stazione di determinata potenza che trasmette circolarmente.

Le misure economiche adottate nella propagazione del campo magnetico orizzontale potrebbero adottarsi anche per quello verticale.

UN MISURATORE DI INTENSITÀ DI CAMPO

2336/5

V. Parenti

Per poter svolgere nel campo radiantistico una attività sperimentale degna di questo nome, è necessario essere attrezzati con un certo, sia pur minimo, numero di strumenti che consentano, istante per istante, di poter determinare in quali «condizioni di lavoro» si effettui la propria emissione.

Fra questi uno utilissimo e veramente pratico è il misuratore di intensità di campo.

Per mezzo di questo strumento si ha la possibilità di poter effettuare delle modifiche al proprio trasmettitore e di poterne subito controllare gli effetti; con il suo ausilio si può determinare l'intensità di radiazione di una data antenna nelle varie direzioni e tracciare quindi il rispettivo grafico di radiazione particolarmente utile, anzi indispensabile, nella messa a punto delle antenne direzionali e rotative.

Lo si può infine utilizzare, senza alcuna modifica sostanziale, come frequenzimetro, come monitore, come indicatore di neutralizzazione e come indicatore di sovramodulazione.

Il circuito da noi usato è basato sul principio del voltmetro a diodo del Taylor.

I misuratori di intensità di campo realizzati secondo questo circuito (figura 1) risultano costituiti da un circuito oscillante LC, che viene sintonizzato sulla frequenza emessa dal trasmettitore; la tensione a R.F. presente ai capi di questo circuito oscillante viene applicata all'anodo di un diodo D. Ad ogni picco positivo l'anodo risulta a potenziale più elevato del catodo, con un conseguente passaggio di corrente attraverso D, carica ad un certo potenziale del condensatore C. e conseguente deviazione dell'ago dello strumento M.

La tensione a cui si carica C, è di poco inferiore alla tensione di punta del segnale di entrata.

Questo circuito può essere realizzato praticamente dando a LC gli opportuni valori onde potere sintonizzarsi sull'onda emessa.

A C_1 valori compresi tra 1000-5000 mmF; usando come diodo una qualsiasi valvola a riscaldamento diretto o indiretto e per M un milliamperometro di basso consumo.

Il consumo di M influisce grandemente sulla sensibilità del misuratore. L'ideale è uno strumento a bassissimo consumo: 100-200 μA ed anche meno; generalmente si usa uno strumento da 1 mA, però la sensibilità è circa 4 volte minore.

Accoppiando direttamente (od indirettamente) a L un corto filo rigido di rame, che funziona da aereo, si aumenta naturalmente la sensibilità del complesso.

Dotando di una manopola graduata il variabile C, con semplici operazioni di taratura, si può usare lo strumento come frequenzimetro (ondametro).

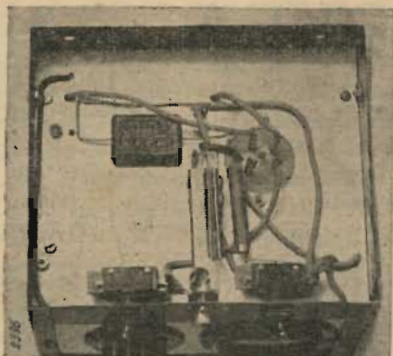
Data la funzione rettificatrice del diodo è intuitivo come connettendo al posto di M, od in serie a M (il che è lo stesso dato il basso valore della resistenza interna dello strumento) una cuffia si possa controllare la propria emissione fonica, od anche telegrafica, purchè quest'ultima avvenga con onde modulate. Il misuratore funzionerà così come monitore.

Accoppiandolo alla bobina di uno stadio che si vuol neutralizzare, lo stadio risulterà neutralizzato allorquando la deviazione dell'ago dello strumento sarà minima o nulla.

Accoppiando infine il misuratore allo stadio modulato od al circuito d'aereo del trasmettitore, in modo che l'ago si porti in una posizione di centroscala, ogni variazione della lettura del-

lo strumento indicherà presenza di sovramodulazione.

Se durante la modulazione si avranno variazioni di lettura ciò indicherà uno spostamento della portante, fenomeno che deve essere assolutamente evitato dato che produce interferenze con le emissioni di frequenza vicina.

La fig. 2 rappresenta il circuito usato per il nostro misuratore.

Esso è stato montato come è visibile dalle fotografie, in una cassettina metallica dalle dimensioni 16 x 13 x 13 centimetri.

Come aereo abbiamo usato un tubetto di rame dello spessore di 6 mm., della lunghezza di 30 cm.

La parte superiore della cassettina è apribile per mezzo di due cerniere, onde permettere il cambio di L.

Dei due interruttori visibili uno comanda il circuito di accensione della valvola, mentre l'altro può cortocircuitare la resistenza di 4000 ohm.

Dato che la cuffia usata ha un valore di 4000 ohm, inserendo la cuffia nello apposito jack e cortocircuitando la resistenza di 4000 ohm, la resistenza in serie al milliamperometro è sempre 4000 ohm, e cioè la sensibilità dello strumento rimane inalterata.

Il jack usato è del tipo che a cuffia disinserita pone in cortocircuito i due terminali, assicurando la continuità del circuito.

In definitiva si possono avere in serie al milliamperometro tre resistenze: una da 8000 ohm (cuffia + resistenza), una da 4000 ohm (cuffia o resist.) ed una del valore di 0 ohm (cuffia disinserita e resistenza cortocircuitata) cioè tre scale di sensibilità.

Il variabile usato è un Ducati da 80 cm. I valori di L, con un variabile di questa capacità, sono riportati nell'annessa tabellina.

Gamma	n. spire	Ø supporti	diametro filo mm.
10	4	30	0,8 smalto spaziate
20	8	30	0,6 d. c. c. affiancate
40	14	30	0,4 smalto „
80	25	30	0,4 smalto „

Le bobine saranno avvolte su supporti di materiale ceramico o fenoplastico e provviste di opportuni spinotti, per l'intercambiabilità.

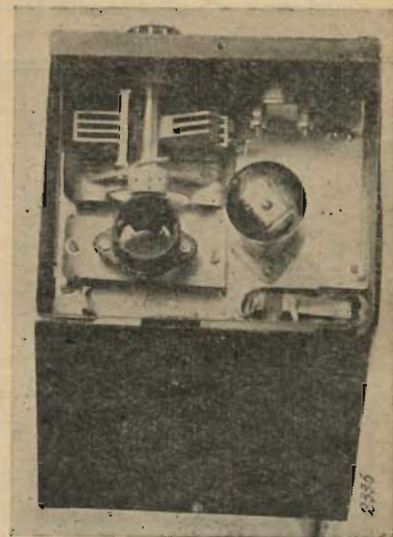
La batteria di accensione usata deve avere un voltaggio naturalmente adatto al tipo di valvola usata; lo stato della batteria, entro certi limiti, non ha grande importanza per la taratura.

Usando lo strumento per misure di intensità di campo, allorquando si opera a grande distanza o con piccole potenze, si potrà aumentare la sensibilità dello strumento attorcigliando al tubetto di aereo alcuni metri di filo flessibile.

L'uso della terra aumenta la sensibilità del misuratore. Al riguardo facciamo presente come l'uso di una cassetta metallica, con la sua azione schermante rispetto al campo e.m., diminuisca la sensibilità dello strumento.

Sarà sufficente, se si deve operare con trasmettitori di piccola potenza, porre l'induttanza L all'esterno della cassettina.

Abbiamo inoltre notato come sulle frequenze più elevate, la capacità della mano dell'osservatore rendeva un po' difficoltosa la sintonia del misuratore. Per ovviare a questo inconveniente si dovrà dotare il variabile di un asse di materiale isolante (ebanite, frequenta, vetro etc.) od allngare con un prolungo, di materiale isolante, l'asse metallico.

Con questo circuito si può scendere fino ai 56 MC. I valori di L e di C saranno quelli comunemente usati per queste frequenze.

Quando si effettuino delle misure su l'intensità di radiazione di una antenna, sarà buona norma di disporsi ad una distanza dalla medesima di 3-4 λ.

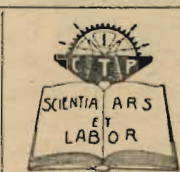
La scala dello strumento può essere tarata in decibel.

Avremo, assumendo come OdB. una deviazione di 0,1 mA., ed applicando la formula $dB = 20 \log \frac{x}{0,1}$ in cui x rappresenta la corrente, in ma., circolante nello strumento, le seguenti relazioni:

Ma	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,00
dB.	0	6	9,5	12	14	15,5	17	18	19	20

Quando si dovrà procedere all'operazione di neutralizzazione di uno stadio, per ottenere una sensibile deviazione dell'ago dello strumento, basterà accoppiare il misuratore allo stadio per mezzo di filo gommato della lunghezza di un 50-60 cm., di cui un capo verrà attorcigliato attorno all'emidipolo di rame e l'altro attorno alla connessione di placca dello stadio in questione.

Per quel che riguarda l'uso del misuratore come indicatore di sovramodulazione, ne abbiamo già trattato precedentemente.

Ci auguriamo che questo semplice ed utile strumento trovi una sempre più larga diffusione presso tutti i radianti italiani.

DALL'AEREO ALL'ALTOPARLANTE

(2)

2432/5

Come funziona un radioricevitore

G. Cappa

Il funzionamento di un ricevitore a cristallo

E) Il condensatore

Abbiamo visto come su di un corpo si possa installare una carica elettrica e como questa, a parità di tensione della sorgente, sia tanto maggiore quanto più grande è la « capacità » del corpo conduttore stesso.

La capacità di un corpo è dipendente dalle sue divisioni geometriche. Se ad es. il corpo in questione è una sfera di metallo isolata nell'aria, la capacità che esso possiede è proporzionale al raggio della sfera.

Diremo per incidenza che nel sistema delle unità assolute o sistema CGS (centimetro-grammo-secondo) si è scelta, come unità di capacità, non il Farad(unità pratica), ma il cm. C.G.S. che corrisponde alla capacità di una sfera di 1 cm. di raggio. Così, ad esempio, se la sfera è di 7 cm. di raggio, la sua capacità sarà di 7 cm. C.G.S. (unità elettrostatiche assolute di capacità).

In effetto, il « Farad » non è che un multiplo del cm. C.G.S. di capacità, esso lo contiene 9.10^{11} volte ossia

900.000.000.000 volte.

In pratica non si usa neppure il Farad ma la sua milionesima parte, ossia il *Microfarad* (simbolo: μF), quindi:

$$1\ \mu F = 900.000 \text{ cm GCS.}$$

La capacità di un corpo può però essere notevolmente alterata se in vicinanza di questo si trovano altri corpi. Come ciò avvenga sarà più chiaro se ci riferiamo ad un sistema di due corpi ravvicinati (non in contatto) come da fig 1a ai quali vengano comunicate due cariche elettriche di uguale valore e di opposta polarità. In un complesso di tale genere, che prende il nome di « condensatore », evidentemente gli elettroni del corpo caricato negativamente affluiscono in massa verso la faccia che fronteggia il corpo positivo. Analogamente, gli elettroni del corpo positivo, respinti dagli elettroni dell'altro corpo, si allontaneranno dalla parete affacciata cosicchè su questa predomina nettamente la carica positiva.

In altri termini, una carica attira l'altra e perciò si trattengono mutuamente sulle pareti affacciate dei corpi.

Giacchè ci siamo già serviti di analogie, diremo che qualcosa di simile si verifica quando una nave si stacca dal molo; sul ponte della nave da una parte e sul molo dall'altra, la gente si accalca spontaneamente lungo le sponde affacciate e vi si trattiene. In queste condizioni l'affluenza di gente da terra verso il molo e dall'interno della nave al ponte è relativamente facile.

Quando la distanza della nave aumenta, l'« attrazione » reciproca diminuisce, coloro che sono sulla nave tendono a distribuirsi sul ponte e a ridiscendere nelle cabine, quelli che sono sul molo lo abbandonano e si diradano verso terra.

Tornando al condensatore, quando i due corpi si allontanano anche le due cariche tendono ad abbandonare i corpi e ciò si manifesta con un aumento della « tensione » dei corpi stessi dal momento che le predette cariche non possono abbandonarli perchè essi sono isolati.

Dalla relazione già esaminata (pag. 103): (*l'antenna, N. 5-6, 1942*)

$$C = \frac{Q}{V}$$

è evidente che se, restando costante Q, V aumenta, ciò significa che C è diminuito in proporzione.

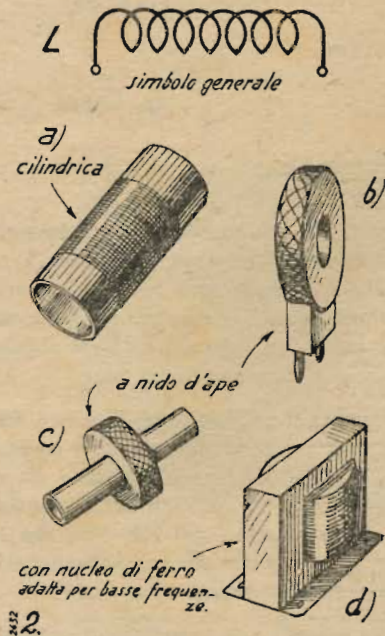
In altre parole si può dire, concludendo, che quando i due corpi vengono allontanati la capacità del « condensatore » da essi costituito diminuisce.

Se ai capi di una sorgente poniamo più condensatori, la quantità di elettricità che essi immagazzinano complessivamente sulle loro placche è la somma di quelle immagazzinate singolarmente da ognuno di essi. Essendo costante la tensione della sorgente (V), la capacità complessiva è dunque pari alla somma delle capacità dei condensatori singoli.

La stessa considerazione si può applicare per spiegare la dipendenza del valore di capacità di un condensatore dalle dimensioni di superficie delle « armature » del condensatore stesso.

Se infatti si raddoppia la superficie delle armature si compie la stessa cosa che si potrebbe fare all'esterno mettendo in parallelo al codensatore considerato un altro condensatore uguale; ragionamento analogo può essere fatto se si triplica, qua-

druplica ecc. la superficie.

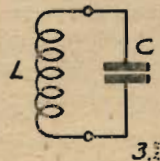
Concludendo: *la capacità di un condensatore è proporzionale alla superficie delle armature ed inversamente proporzionale alla distanza che le separa.*

Si possono realizzare condensatori a capacità variabile (o condensatori variabili) sia facendo variare la superficie affacciata delle armature, sia facendo variare la distanza che separa le armature stesse.

E' importante tenere presente che sulla capacità influisce fortemente anche la caratteristica *dielettrica* della sostanza isolante che può venire eventualmente disposta fra le armature.

Se infatti fra le armature si dispone ad esempio un foglio di mica, la capacità del condensatore aumenta.

Se l'aumento di capacità è, per esempio, nel rapporto di 1 a 5, si dirà che la « costante dielettrica » del corpo introdotto (es.: mica) è di 5.

Il comportamento della sostanza introdotta fra le armature può essere paragonato, nel caso dell'esempio, alla presenza di nebbia o di un grande ostacolo solido fra nave e molo che ovviamente produce lo stesso effetto di un aumento di distanza.

Nel caso del condensatore l'effetto è però opposto perchè l'intromissione di sostanze solide o liquide fra le armature produce aumento di capacità, facilita cioè le azioni mutue fra le cariche delle armature.

In generale, nei condensatori si tende ad aumentare il più possibile la capacità senza aumentare eccessivamente l'ingombro.

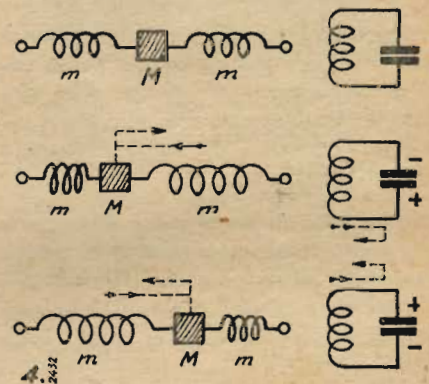
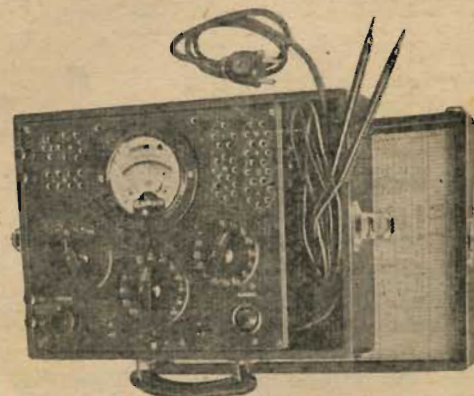
Per questo motivo nei condensatori non si trovano in generale due sole armature affacciate ma due sistemi di armature compenetrate (fig. 1b).

Tanto per i condensatori quanto per le induttanze le forme esteriori possono essere varie a seconda delle caratteristiche che devono possedere e lo scopo a cui servono, qualche esempio è visibile nelle illustrazioni di figg. 1 e 2.

F) Circuito oscillatorio

Se i due estremi di una induttanza si connettono con i due estremi di un condensatore (schematicamente si rappresenta come in fig. 3) si viene a costituire un *circuito oscillatorio* il cui comportamento è oltremodo interessante per la comprensione dei fenomeni che avvengono negli apparecchi radio.

Supponiamo che il collegamento fra condensatore ed induttanza avvenga dopo che il condensatore sia stato preventivamente caricato. Non appena il collegamento viene effettuato, le cariche possedute dalle armature del condensatore tendono a ricongiungersi ed a neutralizzarsi attraverso il circuito esterno che è rappresentato dalla induttanza che, come si è detto, è composta da un filo conduttore avvolto a spirale e danno cioè luogo ad una cor-

rente elettrica repentina. Questa corrente produce allora nella induttanza il fenomeno di autoinduzione (pag. 103, 1ª colonna) ossia dà luogo ad un campo magnetico che estinguendosi sollecita gli elettroni a scorrere nel conduttore (ossia sviluppa una forza elettro-motrice nel conduttore).

La corrente che così si produce per autoinduzione va a caricare il condensatore,

questa volta però il condensatore si carica in senso opposto a quello precedente; indi quando il campo magnetico della induttanza si è del tutto estinto ed il condensatore si è del tutto caricato, quest'ultimo si torna a scaricare attraverso all'induttanza ripetendo il ciclo precedente ma con le polarità invertite.

Riassumendo: fra induttanza e condensatore avviene uno scambio di cariche che si ripete per un numero considerevole di volte in sensi alterni e che durerebbe indefinitamente se l'energia non si estinguesse gradualmente per effetto della resistenza offerta dai conduttori che tende a trasformarla in calore.

Il fenomeno elettrico oscillatorio considerato ha riscontro nel fenomeno meccanico illustrato in fig. 4. In questo caso la funzione che svolge la massa M è paragonabile a quella del condensatore, quella della molla è invece paragonabile alla funzione dell'induttanza.

Tanto per la oscillazione elettrica che per l'oscillazione meccanica si riscontra il seguente comportamento:

a) Il tempo impiegato per il compimento di un ciclo (movimento di andirivieni completo) è indipendente dalla energia in giuoco, esso dipende invece in modo rigoroso dalle caratteristiche (meccaniche od elettriche a seconda dei casi) delle parti costituenti.

Per il circuito oscillatorio elettrico, il predetto tempo (e con esso la frequenza che è detta « caratteristica » o « *di risonanza* ») dipende dal valore della induttanza e della capacità, per quello meccanico dalla massa di M e dalla forza della molla.

Le oscillazioni diminuiscono di ampiezza per effetto delle resistenze (elettrica o meccanica) ma non variano di periodo ossia *si mantengono costanti in frequenza.*

b) Per manteenre in oscillazione il circuito alla sua frequenza caratteristica basta somministrare pochissima energia, quanta cioè ne basta per compensare gli effetti delle resistenze. Se viceversa si vuole far funzionare il circuito forzatamente ad una frequenza diversa da quella caratteristica ossia dalla frequenza di risonanza, allora l'energia che si richiede è molto maggiore.

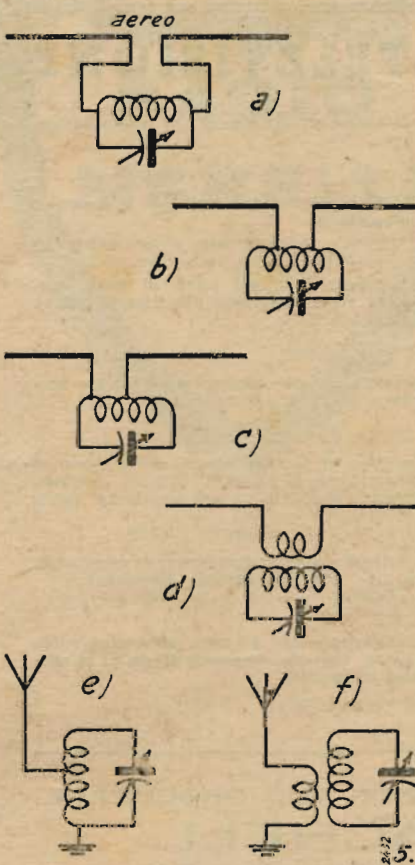
Questo fatto si può enunciare anche diversamente, affermando cioè che a parità di energia somministrata l'oscillazione del circuito è di gran lunga maggiore quando la frequenza coincide con la frequenza di risonanza del circuito. Tutto ciò si spiega si se tiene conto che in tale caso ogni impulso che viene somministrato si somma all'oscillazione mentre ciò non avverrebbe se la frequenza dei detti impulsi fosse differente da quella dell'oscillazione per cui questi si troverebbero fuori fase o a volte addirittura in opposizione rispetto a quella.

Dopo quanto si è detto è facile prevedere quale potrà essere la funzione del circuito oscillatorio nel radioricevitore.

L'energia captata dall'aereo (che come abbiamo visto assume l'aspetto di una corrente elettrica alternata) viene applicata ad un circuito oscillatorio. Se questo viene regolato in modo che la sua frequenza di risonanza coincida con la frequenza della corrente proveniente dall'aereo, esso si pone in oscillazione e, per effetto della citata somma degli impulsi successivi, diviene sede di tensioni e correnti intense.

Se la frequenza della corrente di aereo non coincide con quella del circuito oscillatorio, questo oscilla molto debolmente.

Ci troviamo anche qui di fronte ad un caso di « *risonanza* » come quello che abbiamo visto per gli aerei (pag. 102) per cui

Fig. 5.

un segnale viene ricevuto ed amplificato solo se la sua frequenza coincide con quella di risonanza dell'aereo e del circuito oscillatorio.

L'effetto è evidentemente più sensibile quando la frequenza di risonanza dell'aereo coincide con quella del circuito oscillatorio.

E' certamente più facile ottenere un circuito oscillatorio a frequenza di risonanza regolabile o « accordabile » che un aereo adattabile alle varie frequenze di risonanza. Come vedremo, si può con qualche artificio ottenere questa condizione anche dall'aereo, ma più spesso si trascura di accordare l'aereo affidando la funzione di selezionare i segnali di frequenze diverse al circuito oscillatorio.

L'attitudine ad intensificare il segnale di frequenza corrispondente a quella di risonanza del circuito dipende dalla « bontà » del circuito oscillatorio stesso ossia dal « fattore di merito » di questo che si esprime con la lettera Q.

Diremo per incidenza che il fattore Q è dato da:

$$Q = \frac{2 \pi f L}{r}$$

dove $2\pi = 6{,}28$; f è la frequenza in periodi al secondo (ossia in « Hertz »), L è l'induttanza ed r è la resistenza complessiva dei conduttori. E' evidente che il fattore di merito del circuito è tanto maggiore quanto è più elevato il valore di L rispetto ad π.

L'attitudine del circuito oscillatorio ad intensificare il segnale di una data frequenza rispetto ai segnali di frequenza diversa è detta *selettività.*

I modi di collegare l'aereo al circuito oscillatorio possono essere diversi, la fig. 5 ne illustra alcuni a titolo di esempio. In *a* il circuito oscillatorio si trova inserito fra le due metà dell'aereo e viene quindi percorso dalla corrente che come abbiamo visto, ha sede nell'aereo. In *b* la corrente dell'aereo viene fatta passare solo attraverso ad una parte delle spire della induttanza che costituisce il circuito oscillatorio, in tale modo si ottiene un miglioramento del fattore di merito e della selettività.

Il circuito illustrato in *C* non differisce sostanzialmente da quello illustrato in *b*, solo che le spire percorse dalla corrente d'aereo sono prese verso un estremo della bobina.

In *d* le spire percorse dalla corrente d'aereo non fanno parte della bobina di indut-

tanza ma formano un avvolgimento a sè, costituito da alcune spire avvolte sullo stesso supporto dell'induttanza. In questo caso il circuito oscillatorio viene alimentato dal campo magnetico che si forma nell'interno delle spire percorse dalla corrente d'aereo.

Una delle due metà dell'aereo può essere sostituita con un conduttore di lunghezza infinita, questo è il caso illustrato in *e*, il conduttore in oggetto è costituito dalla *« presa di terra »*. In *f* non si ha che la ripetizione del caso illustrato in *d* con l'applicazione della « presa di terra ».

G) Aspetto concreto delle parti

Prima di passare alla descrizione di parti nuove è bene che ci soffermiamo a perfezionare la conoscenza di quelle fin qui descritte.

Aereo: E' costituito (nel caso di ricevitori comuni per radiodiffusioni la cui gamma d'onde è compresa fra i 200 ed i 600 metri) da un filo di rame nudo, o meglio da una treccia di fili di bronzo fosforoso (la cui resistenza meccanica alla trazione ed alla flessione è molto maggiore), detto filo viene teso orizzontalmente il più alto possibile, ad esempio fra due pali posti sul tetto. Il diametro del filo o della treccia è di circa 2 mm., può essere però aumentato senza inconvenienti.

A circa 1 metro dal sostegno trovano posto degli isolatori di porcellana che isolano il filo d'aereo dai sostegni.

Ad un estremo del conduttore d'aereo è collegata la « discesa » che è costituita da un filo, o treccia, dello stesso tipo che porta le correnti captate dall'aereo al ricevitore.

Il conduttore di discesa sarà tenuto il più possibile lontano dai muri mediante distanziatori terminanti con isolatori così da impedire fughe di energia dalla discesa verso i muri.

Il tratto di conduttore orizzontale, costituente l'aereo, dovrà essere lungo da 20 a 50 metri.

Il conduttore di discesa deve esseer saldato (a stagno) con quello d'aereo in modo da formare con questo un unico conduttore.

L'aereo che qui abbiamo descritto non è che un tipo fra i più comuni che si presta ottimamente per azionare dei piccoli ricevitori dilettantistici. Di aerei ne esistono molti altri tipi, ciascuno rispondente a particolari caratteristiche, di essi però non ci occuperemo per non allontanarci dal tema principale.

La lunghezza dell'aereo, come abbiamo detto, dovrebbe essere in stretta relazione con la lunghezza d'onda (ossia con la frequenza) e precisamente dovrebbe corrispondere ad 1/4 di questa, ma essendo l'accordo affidato al circuito oscillatorio si possono tenere anche lunghezze diverse entro certi limiti, come quelle suggerite.

(*Continua*)

Brevetti RADIO E TELEVISIONE

Antenna radiotrasmittente verticale, telescopica, Autoportante, regolabile su qualsiasi lunghezza d'onda compresa fra un massimo e un minimo stabilito, e a forma di dipolo perfetto.

AUDENA C., a Milano (10-854).

Dispositivo pel comando, diretto o demoltiplicato, dell'organo di sintonia di apparecchi radioriceventi in genere.

« COMAREL » S. A. LABORATORIO MECCANICO a Milano (10-855).

Scala di sintonia automatica per apparecchi radio-riceventi e radio-emittenti.

COSOLA I., a Nizza (Francia) (10-855).

Dispositivo generatore di oscillazioni rilassate con tubo di sincronizzazione per televisione.

FERNSEH G. m. b. H., a Berlin-Zehlendoff (Germania) (10-856).

Perfezionamento negli apparecchi di ricezione per televisione.

LA STESSA (10-856).

Sistema elettrico per l'utilizzazione di una rete industriale come antenna per radio ricevitori.

JACOPINI A., a Milano (10-856).

Perfezionamenti ai sistemi di radiosegnalazioni.

RICCHIARDI P. C., a Parigi (10-857).

Connessione di adattamento per trasmettitori radioelettrici.

TELEFUNKEN GESELLSCHAFT FUR DRAGTLOSE TELEGRAPHIE m. b. H., a Berlino (10-858).

Radio-ricevitore la cui parte di bassa frequenza viene impiegata per l'amplificazione fonografica.

LA STESSA (10-858).

Variometro per alta frequenza con nucleo spostabile di ferro agglomerato.

LA STESSA (10-858).

Dispositivo di sintonizzazione, con più assi di impostazione di valori di sintonia predeterminabili, specialmente per apparecchi radio.

VON SCHAUB G., a Berlino (10-858).

Radioricevitore particolarmente per onde corte ed ultracorte con accordo automatico.

WHITE SYDNEY YOUNF., a Wilmette, Lll. (S.U.A.) (10-858).

Radioricevitore con accordo automatico selettivo su emissioni provenienti da varie stazioni trasmittenti.

LA STESSA (10-858).

La responsabilità tecnico scientifica dei lavori firmati, pubblicati nella rivista, spetta ai rispettivi autori.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione Lire Una in francobolli

S. A. ED. IL ROSTRO
Via Senato 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile
ALGA - Via Moscova 58 - Milano

IL
MEGLIO
IN
RADIO
RADIO
MARELLI